TV

l'antenna

ANNO XXXIX - LUGLIO 1967 - Gruppo III

NUMERO 7

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

LIRE 500

SEMICONDUTTORI PER RADIO E TV

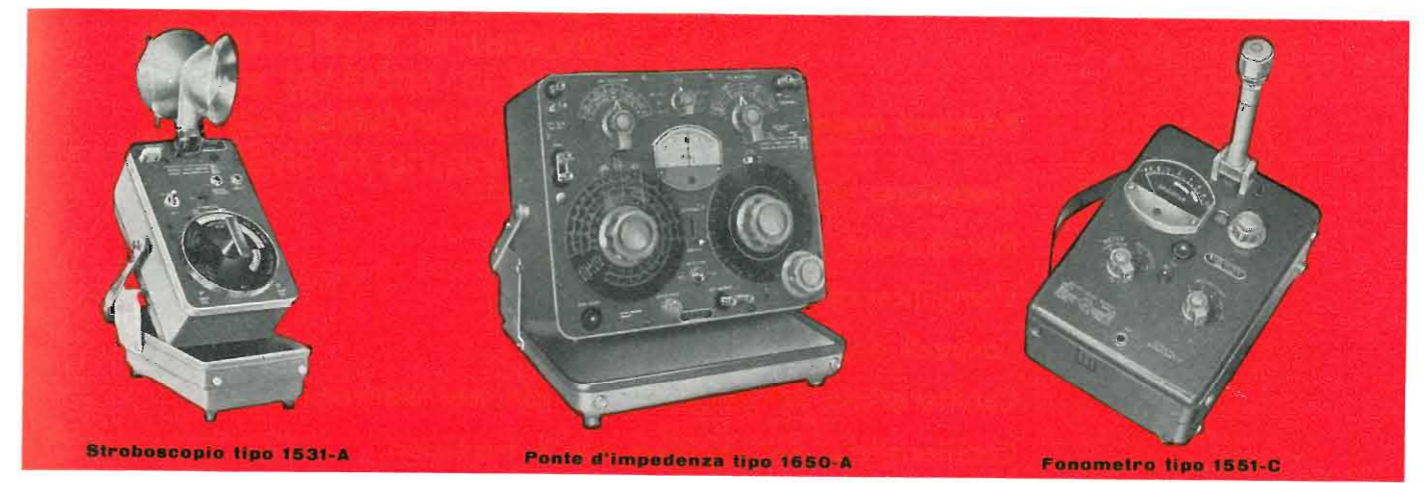
MANIFATTURA INTEREUROPEA SEMICONDUTTORI TRANSISTORI - LATINA
DIREZIONE COMMERCIALE: VIA MELCHIORRE GIOIA 72 - MILANO

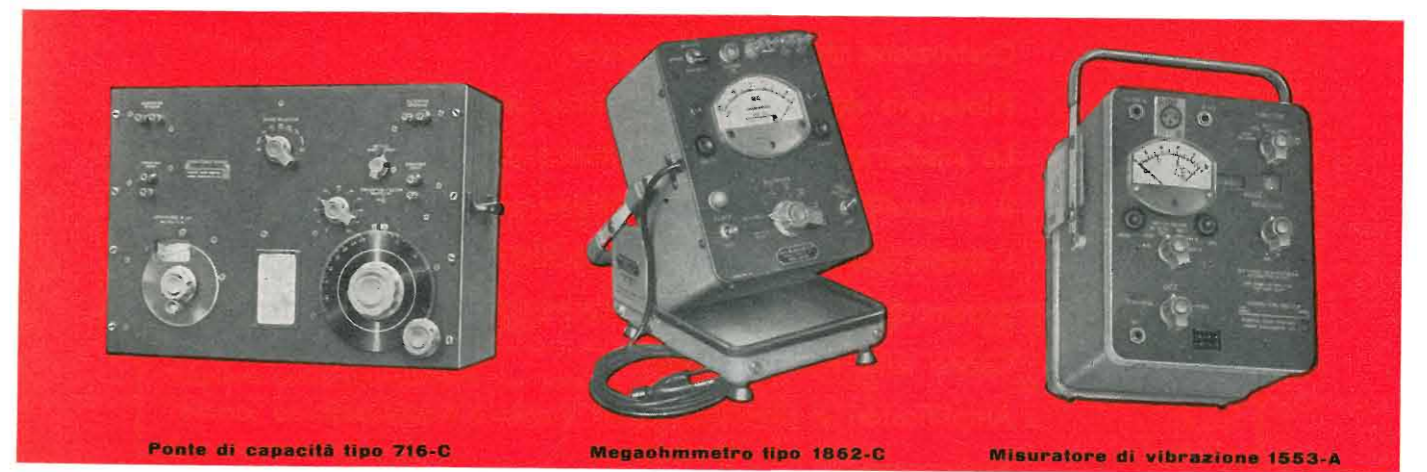
Telefoni: 54.20.51 (5 linee)
54.33.51 (5 linee)
Telegr.: INGBELOTTI - MILANO

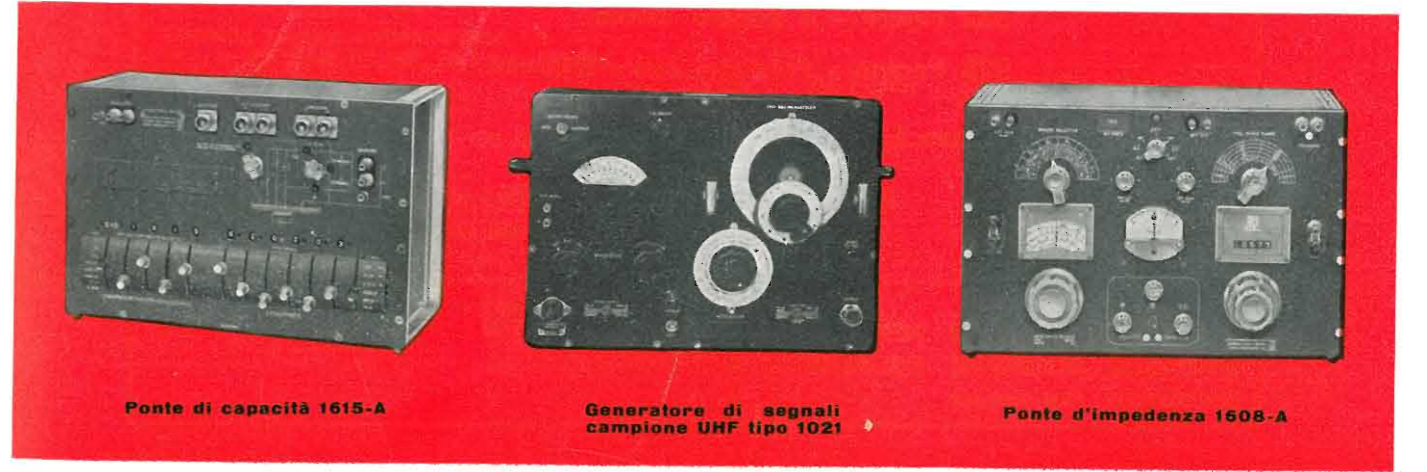
BELOTTI

PIAZZA TRENTO 8 - MILANO

GENOVA - VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 TEL. 5.23.09
ROMA - VIA LAZIO 6 TEL. 46.00.53/4
NAPOLI - VIA CERVANTES 55/14 TEL. 32.32.79

STRUMENTI

Stroboscopio tipo 1531-A — Ponte d'impedenza tipo 1650-A — Fonometro tipo 1551-C

PER MISURE ELETTRONICHE

Ponte di capacità tipo 716-C — Megaohmmetro tipo 1862-C — Misuratore di vibrazione 1553-A

GENERAL RADIO COMPANY

Ponte di capacità 1615-A — Generatore di segnali campione UHF tipo 1021 — Ponte d'impedenza 1608-A

"VARIAC®" VARIATORI DI TENSIONE ALTERNATA

E' USCITO:

A. NICOLICH
G. NICOLAO

ALTA FEDELTÀ

Principali argomenti ampiamente descritti nel volume.

Traduzione dei suoni in impulsi elettrici.
Riproduzione dei dischi.
L'amplificazione di bassa frequenza.
Comandi degli amplificatori.
Caratteristiche dell'amplificazione con tubi elettronici.
Caratteristiche dell'amplificazione a transistori.
Il trasformatore d'uscita (T.U.)
Trasduzione dei segnali elettrici in suoni.
L'amplificatore di tensione per alta fedeltà.
Costruzione del preamplificatore
Pilotaggio del sistema di potenza per alta fedeltà.
Lo stadio amplificatore di potenza per alta fedeltà.
Il sistema di riproduzione « 3 D ».
I mobili per altoparlanti o « BAFFLE ».
Sistemi divisori di frequenza - La messa a punto del sistema diffusore.
Cenno sulla riverberazione.
Amplificatori e preamplificatori audio a transistori.
Bibliografia.
Caratteristiche dei tubi elettronici più in uso negli amplificatori per alta fedeltà.

362 Figure - 4 doppie tavole.
528 Pagine - Formato 240 x 170 mm.

Prezzo L. 7.000

minima corrente di dispersione
basso fattore di rumore
ridotta tensione di saturazione
elevato grado di amplificazione
selezione in gruppi di amplificazione

BC 107 e BC 108 impieghi generali in BF
BC 109 stadi preamplificatori a basso rumore

DATI TECNICI		BC 107	BC 108	BC 109
Tensione collettore-emettitore V_{CEO} max.	V	45	20	20
Tensione emettitore-base V_{EBO} max.	V	5	5	5
Corrente collettore I_C	mA	100	100	100
Corrente di base I_B	mA	20	20	20
Temperatura di giunzione Tj	°C	175	175	175
Potenza totale di dissipazione Ptot	mW	300	300	300
Tensione di saturazione del collettore V_{CEsat} (I_C = 10mA, I_C/I_B = 20)	mV	90	90	90
Corrente residua collettore-base I_{CBO} (V_{CBO} = 45 V per BC 107, 20 V per BC 108 e BC 109)	nA	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)	0,2 (< 15)
Frequenza di transito fT (I_C = 10mA, V_{CE} = 5V, f = 100 MHz)	MHz	300 (> 150)	300 (> 150)	300 (> 150)
Fattore di rumore F (I_C = 0,2 mA, V_{CE} = 5V, RG = 2 kΩ, f = 1 kHz Δf = 200 Hz per BC 107 e BC 108 —30 . . . 15 kHz per BC 109)	dB	2 (< 6)	2 (< 6)	< 4
Amplificazione dinamica di corrente hfe I_C = 2 mA, V_{CE} = 5 V, f = 1 kHz)	A	222 (125..260)	222 (125..260)	—
	B	300 (240..500)	330 (240..500)	330 (240..500)
	C	—	600 (450..900)	600 (450..900)

S I E M E N S E L E T T R A S. P. A. - M I L A N O

THE
FISHER

CARATTERISTICHE IMPORTANTI

- Controlli di tono separati per note GRAVI ed ACUTE per CIASCUN canale - Comandi DOPPI e COASSIALI per semplicità di impiego - Un DISPOSITIVO DI CONTROLLO DEL VOLUME provvede ad equilibrare il responso a bassi livelli di volume - Posizioni del selettore di ingresso: TESTINA NASTRO - FONO - SINTONIZZATORE - PRESA AUSILIARIA - Due ingressi fono con accurata equalizzazione RIAA e con possibilità di scelta della sensibilità di ingresso, per l'adattamento con qualsiasi testina magnetica o dinamica - Equalizzazione per la testina di lettura del nastro per registratori a quattro tracce - Possibilità di impiego di una meccanica di registratore senza pre-amplificatori - Aggiunta di un MONITORE NASTRO con uso dei comandi - Posizioni di funzionamento: STEREO e MONO - Alimentazione in C.C. dei primi stadi di amplificazione, per l'attenuazione del rumore di fondo - Presa per cuffia sul pannello frontale, ed interruttore per esclusione dell'altoparlante - Elegante rifinitura in ottone del pannello frontale, con cornice in fusione laminata in oro a 24 carati.

CARATTERISTICHE TECNICHE

- **COMANDI:** Volume principale, Bilanciamento, Controllo note basse destro e sinistro, Controllo note acustiche destro e sinistro, Selettore del tipo di funzionamento, Selettore di ingresso a quattro posizioni, Comando di potenza, Filtro note alte, Commutatore per esclusione altoparlanti, Interruttore monitore nastro.
- **INGRESSI:** Testina nastro, Fono a bassa impedenza, Fono ad alta impedenza, Sintonizzatore, Ausiliario, Monitore.
- **USCITE:** Ad 8 e 16 ohm per altoparlanti, a bassa impedenza (con circuito di protezione) per cuffia, ad alta impedenza per registratore a nastro.
- **POTENZA DI USCITA:** 20/20 watt (A.F. 17/17 eff. 15/15 watt AMG/3, standard britannico N. 3860: potenza nominale di uscita efficace per onde sinusoidali continue e con 0,1% di distorsione ad 1 kHz).
- **DISTORSIONE ARMONICA TOTALE:**
  0,1% a 15/15 watt ad 1 kHz
  0,1% a 12/12 watt a 40 ed a 15.000 Hz
  0,3% a 15/15 watt a 40 ed a 15.000 Hz
  0,5% a 17/17 watt a 40 ed a 15.000 Hz
  0,5% a 20/20 watt ad 1 kHz
- **DISTORSIONE PER INTERMODULAZIONE**
  (SMPTE, a 60 e 7.000 Hz, 4 : 1)
  0,15% a 15/15 watt - 0,4% a 17/17 watt

GARANZIA **L'X-100-A (come pure le altre apparecchiature di produzione Fisher) è completamente coperto da garanzia contro ogni difetto derivante dal materiale. Le parti difettose vengono sostituite gratuitamente entro TRE ANNI dalla data di vendita ed un solo anno di garanzia per le valvole). Ciascuna unità X-100-A viene fornita con istruzioni assai dettagliate, redatte in lingua Inglese, Francese, Tedesca e Spagnola, e con schema elettrico.**

LARIR International s.p.a. AGENTI GENERALI PER L'ITALIA
20129 MILANO
VIALE PREMUDA 38/a - TEL. 76 57 62/63 - 78 07 30

NOVOTEST

ECCEZIONALE!!!

MOD. TS 140

20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE

Cassinelli & C.

VIA GRADISCA, 4 - TEL. 30 52 41 - 30 52 47
MILANO

VOLT C.C.	8 portate	100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V 100 V - 300 V - 1000 V
VOLT C.A.	7 portate	1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V 150 V - 2500 V
AMP. C.C.	6 portate	50 μA - 0,5 mA - 5 mA - 50 mA 500 mA - 5 A
AMP. C.A.	4 portate	250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A
OHMS	6 portate	Ω x 0,1 - Ω x 1 - Ω x 10 - x 100 Ω x 1 K - Ω x 10 K
REATTANZA	1 portata	da 0 a 10 MΩ
FREQUENZA	1 portata	da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens. ester.)
VOLT USCITA	7 portate	1,5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V
DECIBEL	6 portate	da — 10 dB a + 70 dB
CAPACITA'	4 portate	da 0 a 0,5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF - da 0 a 500 μF (alimentazioni batteria)

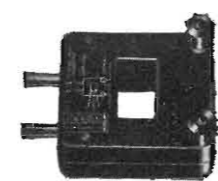
Il tester interamente progettato e costruito dalla CASSINELLI & C. - Il tester a scala più ampia esistente sul mercato in rapporto al suo ingombro; è corredato di borsa in moplen, finemente lavorata, completa di maniglia per il trasporto (dimensioni esterne mm. 140 x 110 x 46). Pannello frontale in metacrilato trasparente di costruzione robustissima. - Custodia in resina termoindurente, fondello in antiurto, entrambi costruiti con ottimi materiali di primissima qualità. - Contatti a spina che, a differenza di altri, in strumenti similari, sono realizzati con un sistema brevettato che conferisce la massima garanzia di contatto, d'isolamento e una perfetta e costante elasticità meccanica nel tempo. Disposizione razionale e ben distribuita dei componenti meccanici ed elettrici che consentono, grazie all'impiego di un circuito stampato una facile ricerca per eventuali sostituzioni dei componenti, inoltre garantisce un perfetto funzionamento elettrico anche in condizioni ambientali non favorevoli. Galvanometro del tipo tradizionale e ormai da lungo tempo sperimentato, composto da un magnete avente un altissimo prodotto di energia (3000-4000 maxwell nel traferro). - Ssopensioni antiurto che rendono lo strumento praticamente robusto e insensibile agli urti e al trasporto. - Derivatori universali in C.C. in e C.A. indipendenti e ottimamente dimensionati nel le portate 5 A. Protezione elettronica del galvanometro. Scala a specchio, sviluppo mm. 115. graduazione in 5 colori.

IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZENI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO-TV

Prezzo L. 10.800
franco ns. stabilimento

UNA GRANDE SCALA IN UN PICCOLO TESTER

ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA

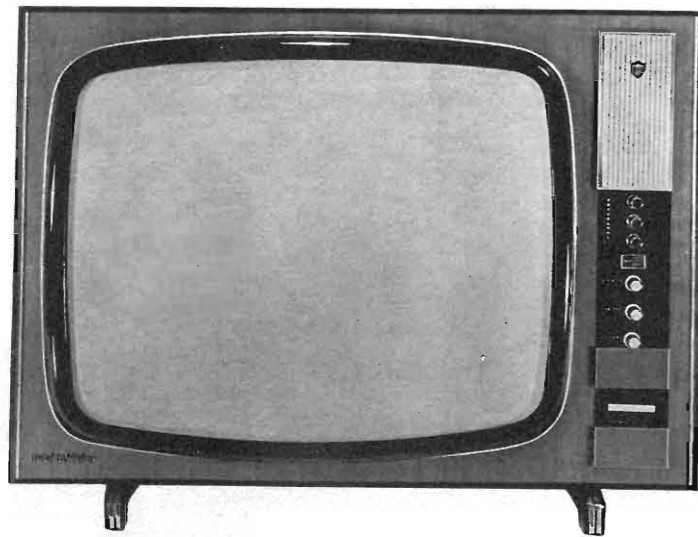
RIDUTTORE PER LA MISURA DELLA CORRENTE ALTERNATA
Mod. TA6/N portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

DERIVATORI PER LA MISURA DELLA CORRENTE CONTINUA
Mod. SH/ 30 portata 30 A
Mod. SH/150 portata 150 A

PUNTALE PER LA MISURA DELL'ALTA TENSIONE
Mod. VC1/N port. 25.000 V c.c.

TERMOMETRO A CONTATTO PER LA MISURA ISTANTANEA DELLA TEMPERATURA
Mod. T1/N campo di misura da —25° +250°

CELLULA FOTOELETTRICA PER LA MISURA DEL GRADO DI ILLUMINAMENTO
Mod. L1/N campo di misura da 0 a 20.000 Lux

BREVETTATO

nucleovision

LA TECNICA DI DOMANI PER IL MONDO DI OGGI

CASTIRAGA VIDARDO - (Milano)

Strada prov. Melegnano - telefono 90306/7 da Milano pref. 0371

L'alto livello produttivo dell'industria svizzera di precisione, una elevata qualità formale sono le principali caratteristiche dei giradischi Lenco che, costruiti in una vasta gamma di tipi, sono in grado di soddisfare ogni esigenza.

Modello 630

È il più semplice dei giradischi Lenco.
Ha 4 velocità, un motore a due poli per rete o a batteria e una testina di cristallo di elevata qualità.
Dimensioni della piastra: mm 275 x 230.

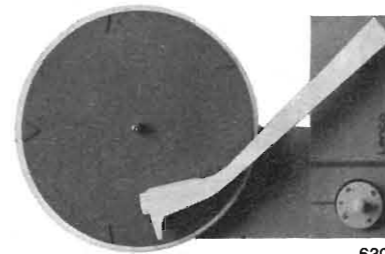
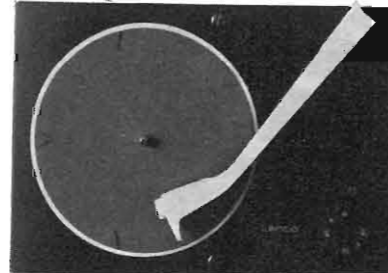
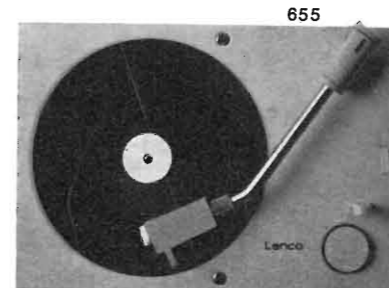
Modello 639/640

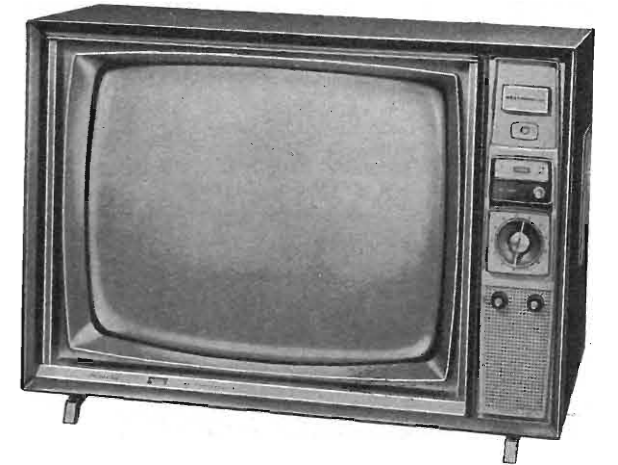
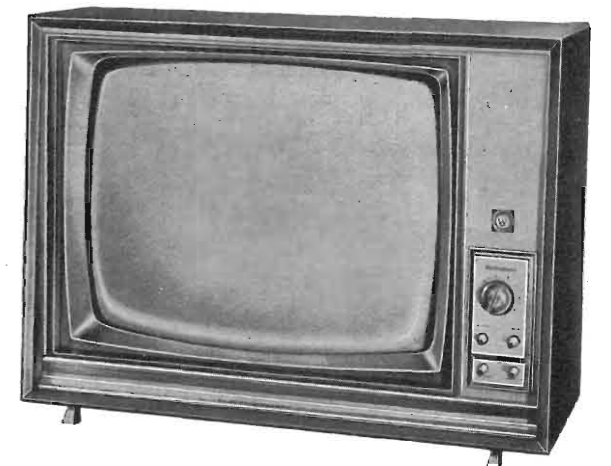
Giradischi a 4 velocità, con arresto automatico a fine disco.
Di forma molto semplice è dotato degli elementi essenziali dei giradischi più grandi.
Il motore è a due poli per rete o a batteria.
La testina incassabile di cristallo è di elevata qualità.
Dimensioni della piastra: mm 300 x 207.

Modello 655

È il più completo dei piccoli giradischi Lenco.
Ha quattro velocità, con arresto automatico a fine disco ed è dotato di un motore a due poli per rete o a batteria.
La testina è di cristallo di elevata qualità.
Dispositivo idraulico di posa e sollevamento del braccio.
Regolazione micrometrica della pressione di lettura del disco.
Portatestina flessibile.
Dimensioni della piastra: mm 300 x 207.

Lenco Italiana spa
Via Del Guazzatore 225
Osimo (Ancona)

630

639 640

655

WESTINGHOUSE
SERIE DIPLOMATIC - PASSPORT

CABLATI INTERAMENTE A MANO
SINTONIA ELETTRONICA
CONTROLLI STABILIZZATI
SONORO CON EFFETTO PRESENZA

BIRGA & BRUSATI

I TELEVISORI CHE PER LE LORO QUALITA' TECNICHE ED ESTETICHE SI VENDONO DA SOLI

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTRONICHE
SU LICENZA
WESTINGHOUSE
MILANO - VIA LOVANIO, 5 - Tel. 634.240 - 635.240

E' uscito:

SCHEMARIO TV XXVIII SERIE

con note di servizio

RICHIEDETELO!

PREZZO L. 5.500

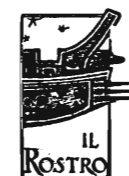
ANNO XXXIX **7**

l'antenna

LUGLIO 1967 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente Alfonso Giovene

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione, Uffici pubblicitari VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - Tel. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *l'antenna* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. **500**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. **5.000**; estero L. **10.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

Autorizzazione del Tribunale di Milano 9 settembre 1948 n. 464 del Registro - Tip. Ediz. Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Tel. 36.77.88
Concessionaria per la distribuzione in Italia: DIFFUSIONE MILANESE - Via Taormina, 28 - Via Cufra, 23 - Tel. 6883.407 - 6883.417

dott. ing. Alessandro Banfi

In memoria di Aurelio Beltrami

*Il 2 luglio si è spento a Milano l'ingegnere Aurelio Beltrami, fondatore e direttore dell'*Istituto Radiotecnico*, di risonanza nazionale.*

Chi scrive queste dolenti note fa parte di quella schiera, purtroppo ogni anno più esigua, che, come l'ingegnere Beltrami, si era dedicata con profonda e travolgente passione, alla tecnica delle radiocomunicazioni.

Ci conoscemmo intorno al 1922 accomunati in una Associazione fra i reduci della prima guerra mondiale, simpatizzando subito per il comune interesse per la radio allora pressochè misconosciuta.

*Poco dopo Beltrami, con l'aiuto di comuni amici fondò l'Istituto Radiotecnico, raccogliendo da industrie lombarde materiali tecnici fuori uso e ottenendo dal comune di Milano l'uso gratuito di alcune aule della « Scuola Capomastri » in Via Cappuccio, attigua all'*Istituto Carlo Cattaneo*, ora trasferito in Piazza della Vetra.*

In quei locali di Via Cappuccio, l'ingegnere Beltrami diede avvio ad una attività che potrebbe essere giudicata « curiosa », ma che si inquadrava nelle necessità e difficoltà che affliggevano la allora nascente radiotecnica.

Si era proprio agli inizi di quella che oserei chiamare l'« epopea del tubo elettronico » e, scarseggiando la disponibilità dei primi triodi, quasi tutti di importazione francese, Beltrami pensò di fare incetta di quelli col filamento bruciato (presso enti statali e qualche industria locale), col proposito di ricondizionarli rimettendoli in piena efficienza.

Organizzò a questo scopo un piccolo laboratorio per alto vuoto, ove con l'aiuto di un paio di tecnici specialisti riuscì a conseguire un discreto successo.

*Ho voluto ricordare questi particolari, forse insignificanti per chi non ha vissuto quegli anni eroici ma importanti per indicare la lontana e modesta origine dell'*Istituto Radiotecnico Aurelio Beltrami *il primo come anzianità in Italia e responsabile della preparazione di decine di migliaia di radiotecnici che oggi lavorano nell'industria elettronica nazionale.*

Dell'Istituto Radiotecnico e della sua attuale organizzazione parleremo in uno dei prossimi numeri de « l'antenna ».

Oggi ci limitiamo ad esprimere un reverente omaggio alla memoria di Aurelio Beltrami autentico pioniere della Radio nel campo scolastico-pedagogico.

Beltrami, che in fondo era un misantropo, sinceramente appassionato alla sua scienza, ha lasciato un incancellabile senso di gratitudine ed ammirazione presso l'immenso stuolo dei suoi ex allievi.

A.

Preamplificatori d'antenna per le bande televisive VHF

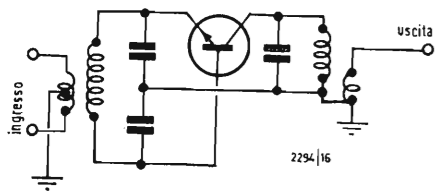



Fig. 1 - Circuito proposto per la minimizzazione del VSWR e NF.

1. - INTRODUZIONE

I preamplificatori d'antenna trovano oggi grande impiego negli impianti centralizzati, nelle aree di bassa intensità di campo e negli impianti singoli qualora si desideri compensare le perdite dei cavi e delle linee di alimentazione interposte tra l'antenna ed il televisore.
L'impiego dei moderni dispositivi planari al silicio ha permesso di superare le notevoli difficoltà di transistorizzazione di tali apparati, difficoltà derivanti soprattutto per gli alti livelli richiesti in uscita ed il basso rumore.
I risultati ottenuti sono comparabili o migliori di quelli oggi realizzabili con l'impiego dei migliori tubi a griglia piana di costo relativamente elevato, offrendo rispetto a questi ultimi evidenti vantaggi di consumo, dimensioni, manutenzione, sicurezza di funzionamento.

2. - CARATTERISTICHE GENERALI

Le prestazioni che si richiedono da un preamplificatore si possono riassumere nei seguenti punti:
a) Guadagno sufficiente. *b*) Basso rumore. *c*) Ampia dinamica d'uscita. *d*) Buon adattamento in ingresso ed ottimo adattamento immagine in uscita.
La banda passante può essere larga (broadband) o stretta (canale singolo): nel primo caso sorgono difficoltà sia nella realizzazionè delle reti di adattamento che nel basso coefficiente di riflessione richiesto in uscita ed in ingresso. Nel caso si lavori invece con bande strette l'attenuazione d'inserzione dei filtri o la stabilità S sono dati limitativi. Come noto S è il fattore di stabilità assoluta di un amplificatore selettivo impiegante un elemento attivo non unilaterale; il suo valore è dato dall'espressione:

$$S = \frac{2(g_{11} + g_g)(g_{22} + g_L) - R_e(Y_{12}\ Y_{21})}{Y_{12}\ Y_{21}} \qquad (1)$$

ove: S = fattore di stabilità assoluta 1; $g_{11} = R_e(Y_{11})$; $g_{22} = R_e(Y_{22})$; Y_{12} = ammettenza di reazione; Y_{21} = ammettenza di trasferimento; g_g = conduttanza della sorgente; g_L = conduttanza del carico.
Notiamo che il fattore di stabilità limita i livelli di impedenza di ogni stadio dell'amplificatore ed in ultima analisi l'amplificazione ottenibile, a meno che questa non sia previamente limitata da altre considerazioni quale ad esempio la realizzabilità fisica dei componenti passivi (per bande passanti molto larghe).
Desiderando ottenere un basso VSWR (punto *d*) in uscita è necessario che l'ultimo filtro sia esattamente terminato sulle rispettive impedenze immagini: questo fatto limita la massima potenza ottenibile dallo stadio al valore teorico (Classe A):

$$P_o = \frac{(V_{CC} - V_{CSAT})\ I_{CC}}{4} \cong \frac{P_{CC}}{4} \qquad (2)$$

In effetti il rendimento teorico del 25% non è raggiungibile per le seguenti principali limitazioni:
1. Avvicinandosi alle condizioni di massimo segnale si hanno notevoli variazioni nei parametri differenziali del dispositivo (in particolare g_{11}, g_{22}, C_{ob}): dette variazioni seguono spesso caratteristiche di ordine dispari per cui come noto (Bib. 1, 2, 3) danno luogo a prodotti di intermodulazione locati entro la banda passante dell'amplificatore (anche se questo è a banda stretta).
2. La curvatura del guadagno di corrente h_{fe} limita la dinamica se si desidera contenere la linearità entro limiti accettabili. Tale limitazione è fondamentale qualora si usino dispositivi ad alta resistività o non epitassiali.
3. I filtri ed in generale i circuiti accordati in uscita hanno una attenuazione d'inserzione che assume valori abbastanza elevati qualora si lavori con bande relative strette.
Il basso rumore è essenziale in un amplificatore d'antenna: principali limitazioni in tal senso derivano dal fatto che già il primo stadio deve fornire una potenza necessaria agli stadi seguenti e che l'ingresso deve essere adattato alla sorgente. Onde ottimizzare N.F. e VSWR si ricorre talvolta a circuiti di ingresso bilanciati (fig. 1).

3. - CIRCUITI APPLICATIVI

Sono stati eseguiti gli esempi di progetto di tre configurazioni circuitali impieganti i nuovi dispositivi BFY 63:
1. Cascode; 2. Due stadi sincroni; 3. Stadio singolo asimmetrico seguito da uno stadio finale simmetrico.

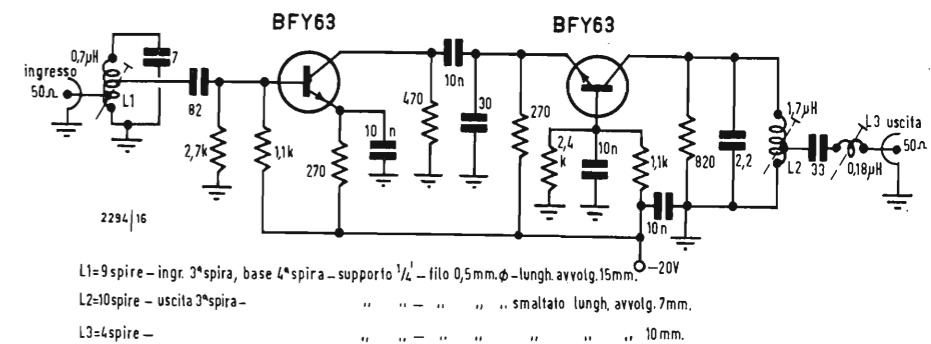



Fig. 2 - I circuito (Banda I).

I vantaggi principali offerti dal BFY63 sono:
1. Basso rumore (anche per correnti di collettore elevate). 2. Prodotto banda-guadagno elevato. 3. Potenza dissipabile sufficiente. 4. Buona linearità. 5. Capacità di reazione e d'uscita moderate.

3.1. - I° Circuito

Il primo circuito è un «cascode» ed è rappresentato in fig. 2. L'amplificatore è del tipo a larga banda e nel caso citato le sue caratteristiche sono le seguenti:
f_o = 60 MHz; BW = 55 MHz(—3 dB); G_T = 26 dB; Z_{in} = 50 Ω; Z_{out} = 50 Ω; N.F. = 4,5 dB = 2,8 KT_0; Alimentazione = 20 V & 48 mA.
La riposta dinamica dell'amplificatore è rappresentata in fig. 3, mentre in figg. 4, 5, 6, sono riportate la risposta in frequenza ed il rapporto di onde stazionarie in uscita ed in ingresso.
Per il progetto dell'amplificatore si richiedono i parametri equivalenti del «cascode»: in effetti, i due transistori possono essere considerati come unico dispositivo avente i seguenti parametri:

$$Y_{11C} = Y_{11e} - \frac{Y_{21e}\ Y_{12e}}{Y_{22e} + Y_{11b}} \qquad (3)$$

$$Y_{22C} = \frac{-\ Y_{12b}\ Y_{12e}}{Y_{22e} + Y_{11b}} \qquad (4)$$

$$Y_{21C} = \frac{-\ Y_{21b}\ Y_{21e}}{Y_{22e} + Y_{11b}} \qquad (5)$$

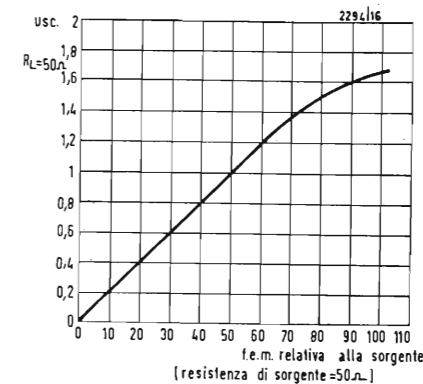



Fig. 3 - Dinamica del I circuito (cascode).

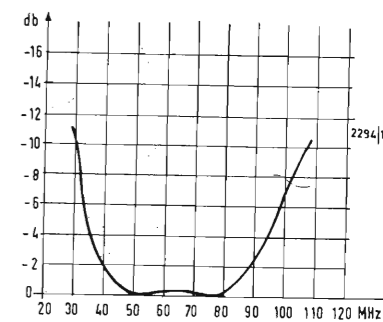



Fig. 5 - Risposta in frequenza del I circuito.

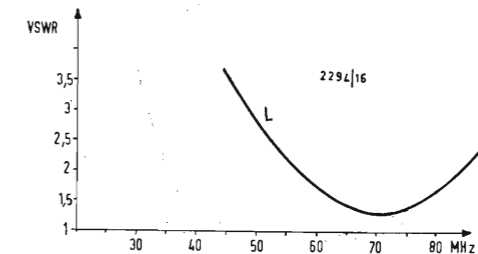



Fig. 4 - VSWR in ingresso del circuito I.

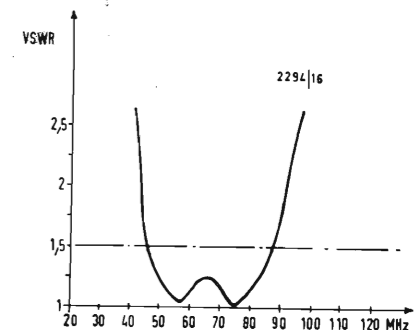



Fig. 6 - VSWR in uscita del I circuito.

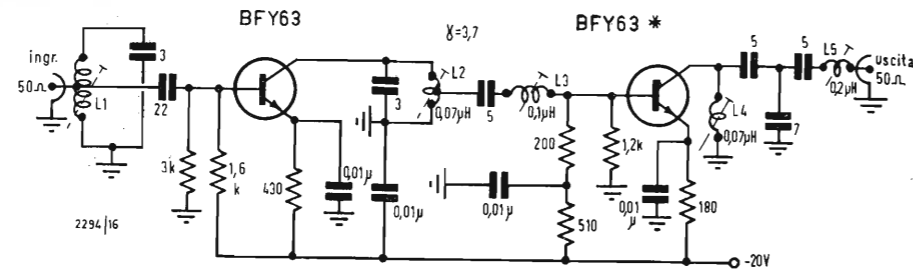



Fig. 7 - II circuito (Bande II e III).

$$Y_{22C} = Y_{22b} - \frac{Y_{21b}\, Y_{12b}}{Y_{22e} + Y_{11b}} \qquad (6)$$

Le differenze sostanziali tra un singolo stadio ad emettitore comune ed il cascode sono in una maggiore impedenza d'uscita di quest'ultimo unitamente ad una bassissima ammettenza di reazione Y_{12}.
Il guadagno di potenza di un amplificatore cascode con l'ingresso adattato è definito quindi in base alle precedenti relazioni:

$$G_p \cong \left| \frac{Y_{21e}\, Y_{21b}}{Y_{22e} + Y_{11b}} \right|^2 \cdot \frac{g_L}{g_{11e}(g_L + g_{22b})^2} \qquad (7)$$

Modificando artificialmente g_{22b} con una conduttanza esterna (allo scopo di soddisfare la condizione di stabilità (1) o per avere elementi fisicamente realizzabili per la rete d'uscita) ed imponendo le condizioni di adattamento immagine il guadagno si riduce al valore: $(Y_{11b} \gg Y_{22e})$

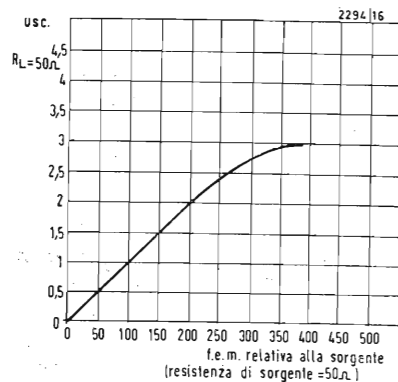



Fig. 8 - Dinamica del II circuito.

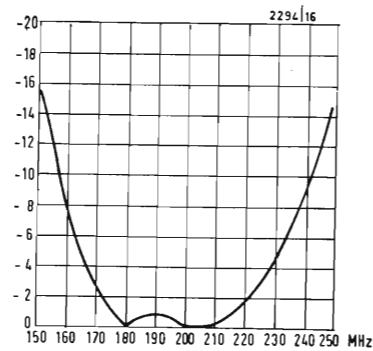



Fig. 10. Risposta in frequenza del II circuito.

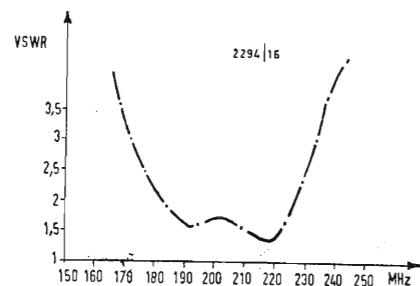



Fig. 9 - VSWR in ingresso del circuito II.

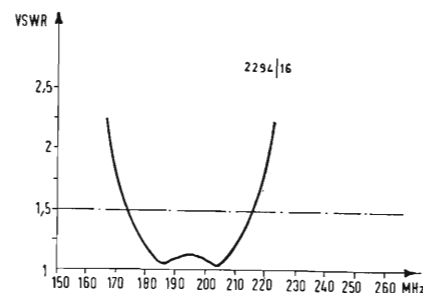



Fig. 11 - VSWR in uscita del II circuito.

$$G_p \cong \left| \frac{Y_{21e}\, Y_{21b}}{Y_{11b}} \right|^2 \cdot \frac{1}{4 g_{11e}\, g_{22b}^*} \qquad (8)$$

ove:

$$g_{22b}^* = g_{22b} + g_{22L} \qquad (9)$$

Nel caso in esame la conduttanza esterna g_{22L} è stata posta onde avere un rapporto L/C del primo circuito realizzabile ed in ultima analisi essa è limitata dalla capacità d'uscita del dispositivo. Essa ha un valore di

$$\frac{1}{820} = 1{,}2 \text{ mmho} = g_{22L}.$$

La rete d'uscita è una semicellula passabanda a K = cost.; il rapporto di trasformazione è stabilito da:

$$\sqrt{\frac{g_{22b}}{Z_{out}}} = \sqrt{\frac{700}{50}} \cong 3{,}7 \qquad (10)$$

ed è realizzato utilizzando la bobina del primo risonatore come autotrasformatore (Bib. 4, 5).
Il circuito d'ingresso è realizzato con un singolo circuito accordato: purtroppo il rapporto di onde stazionarie non si mantiene equalmente basso per l'intera banda (fig. 6) ed una ottimizzazione in tal senso comporterebbe un sensibile peggioramento nella figura di rumore.
La banda passante del primo circuito è tenuta sufficientemente larga in modo che la perdita di inserzione non degradi l'N.F. Come per gli altri amplificatori che esamineremo, onde ridurre gli effetti di crossmodulazione, si antepongono all'amplificatore filtri adeguati in modo da ridurre notevolmente i segnali indesiderati; detti filtri sono generalmente montati in unità modulari separate.
La figura di rumore ottenibile è leggermente peggiore del caso di due amplificatori sincroni ad emettitore comune per due motivi:
1. Il quadagno del primo transistore non è elevato e quindi sensibile è il contributo di rumore del secondo:

$$F_0 = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{\pi\, G_n - 1} \qquad (11)$$

2. Essendo unitario il guadagno di corrente del secondo transistore il primo dispositivo deve evere una corrente di collettore sufficientemente elevata compatibilmente con la dinamica richiesta in uscita.
In effetti è possibile realizzare un guadagno di corrente tra il primo ed il secondo dispositivo interponendo una capacità verso massa; in tal caso, si realizza un circuito ad L con l'induttanza di ingresso del secondo dispositivo. In tal modo è possibile ridurre la corrente di collettore del primo transistore tenendo presente che vi sono limiti imposti dalla stabilità S e dal fatto che il secondo transistore contribuisce ad un peggioramento della figura di rumore globale essendo la sua impedenza ottima di sorgente di natura induttiva.

3.2. - II° Circuito

Il secondo circuito è costituito da una cascata di due stadi ad emettitore comune con un singolo circuito risonante in ingresso, un filtro interstadio, un filtro in uscita (fig. 7). Esso copre le bande de II e III ed ha le seguenti prestazioni:
f_0 = 195 MHz; BW = 60 MHz (— 6 dB); G_T = 20 dB; Z_{in} = 50 Ω; Z_{out} = 50 Ω; N.F. = 6 dB = 4 KT_0; Alimentazione = 20 V & 65 mA.
La risposta dinamica è riportata in figura 8 ed in figg. 9, 10, 11 la banda passante ed VSWR. I parametri posti per il dimensionamento dello stadio di uscita sono:
BFY63: f_0 = 200 MHz; V_{CE} = 12 V; I_C = 40 mA; BW = 60 MHz; Z_{out} = 50 Ω; g_{22} = 2,5 mmho; Y_{11} = 28 + j 6 mmho; Y_{12} = — 0,25 — j 1,6 mmho; Y_{21} = — 20 — j 100 mmho; y_{22} = 1,8 + j 6 mmho.
Imponendo S = 2 per le condizioni peggiori di VSWR in uscita = ∞ e circuito interstadio non sintonizzato ricaviamo: (g_i = 0)
$g_g \cong 5$ mmho
cui corrisponde una resistenza di smorzamento di 200 Ω all'ingresso dello stadio.
Il guadagno di potenza ottenibile è definito:

$$G_p = \frac{|Y_{21}|^2}{4 g_{22}\,(g_{11} + g_g) - 2 R_e\,(Y_{21}\, Y_{12})} \cong 14 \cong 11{,}5 \text{ dB}. \qquad (12)$$

Similmente si è operato per il primo stadio tenendo presente però che la stabilità deve essere in questo caso assicurata dal solo carico sul collettore giacchè un carico in ingresso si tradurrebbe in una perdita di inserzione e si sommerebbe quindi direttamente alla figura di rumore.
I filtri di banda sono semicellule compensate, quello in uscita ha la particolarità di realizzare la trasformazione di impedenza con un T di condensatori (Bib. 6).

3.3. - III° Circuito

Il terzo circuito è un amplificatore per singolo canale avente un'ampia dinamica d'uscita ed eccellente comportamento alla intermodulazione grazie al filtro interstadio ed alla configurazione bilanciata in uscita (fig. 12). Può erogare infatti, accettando 0,8 dB di compressione, una tensione efficace di 3 V su un carico di 50 Ω (fig. 13). Le sue caratteristiche sono le seguenti:
f_0 = 210 MHz; BW = 15 MHz (— 3 dB); G_T = 20 dB; Z_{in} = 50 Ω; Z_{out} = 50 Ω; N.F. = 6,5 dB = 4,5 KT_0; Alimentazione = 20 V & 110 mA.

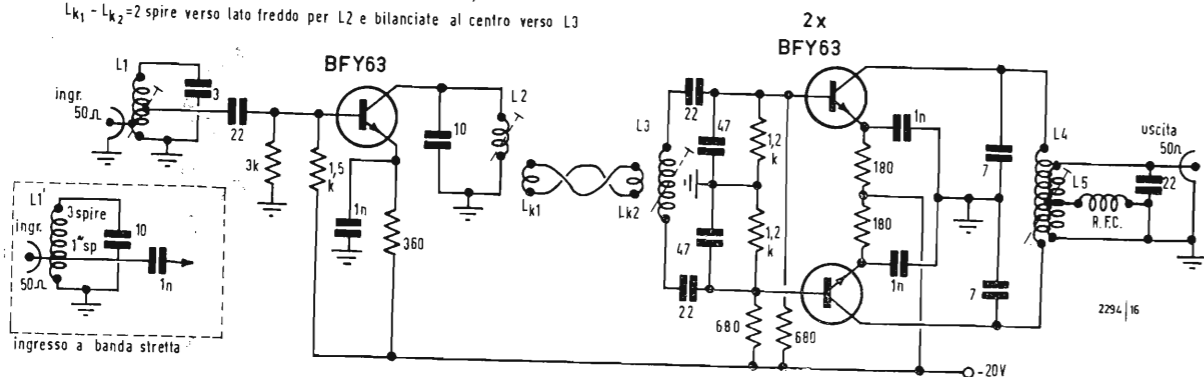



Fig. 12 - III circuito (Singolo Canale Banda III).

Banda e VSWR sono rappresentati in fig. 14, 15, 16.

Il filtro di banda interstadio usa circuiti accoppiati con « link » per cui si può ottenere facilmente la larghezza di banda desiderata. L'attenuazione di inserzione di tale filtro è abbastanza sensibile (bande relative del 5-10%) per cui è necessario dimensionare il primo stadio per una potenza superiore rispetto al caso dei circuiti a larga banda. Il circuito di ingresso può essere reso più selettivo onde migliorare la insensibilità alla cross-modulazione come indicato in fig. 12. In tal caso però la figura di rumore sale a 7,5 dB.

4. - BIBLIOGRAFIA

1. « Single Side Band Principles and Circuits ». Pappenfus-MacGraw Hill.
2. « Tubi Elettronici ». Eastmann-Ed. Einaudi.
3. «Transistors: Principles, design and applications ». Gärtner - Van Nostrand Co.
4. « Electromechanical Transducers and Wave Filters ». Mason - Van Nostrand Co.
5. « Linear Network Design and Synthesis ». Chen - MacGraw Hill.
6. « Nota sui Trasformatori con impedenze scomposte in reti e T o π e loro impiego negli amplificatori R.F. con transistori ».

G.F. Sabbadini - N.T. 113 - Agrate, 25.8.65.

A

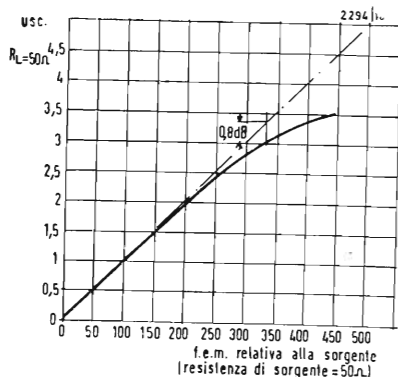



Fig. 13 - Dinamica del III circuito.

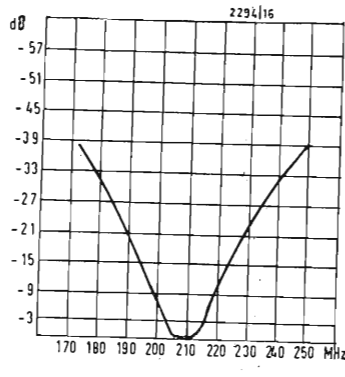



Fig. 15 - Risposta in frequenza del III circuito.

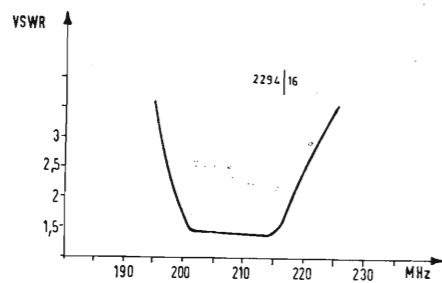



Fig. 14 - VSWR in ingresso del III circuito.

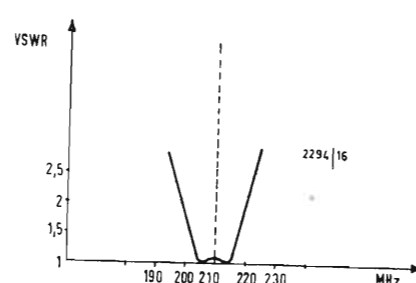



Fig. 16 - VSWR in uscita del III circuito.

Curzio Bellini

Il ricevitore professionale HQ 100 AE con caratteristiche molto interessanti e prezzo particolarmente conveniente*

Accanto ai colossi super professionali dotati di tutti gli accorgimenti tecnici immaginabili e di prezzi vertiginosamente alti, riscontra oggi un particolare interesse, sul mercato degli apparecchi per radioamatori, un compatto fuoriclasse denominato HQ 100 AE, il cui prezzo è accessibile alla maggior parte dei giovani radianti alle prime esperienze sulle vie dell'etere.

Pur essendo molto economico, l'HQ-100 AE, nella particolare categoria di questi apparecchi professionali, è un apparecchio veramente moderno sia per tecnica che per prestazioni.

L'HQ 100 AE risulta pertanto parimenti interessante sia per i radioamatori che per quella numerosa schiera di radioascoltatori appassionati di onde corte. L'apparecchio, infatti, con il suo campo continuo di frequenze da 540 kHz a 30 MHz suddiviso in 4 bande, consente la ricezione di tutte le bande amatori di onde corte, demoltiplicatissime per mezzo dell'allargatore di banda, nonchè di quella ad onde medie.

Il campo delle onde corte, essendo continuo, consente l'ascolto anche delle stazioni broadcasting e delle emittenti dei servizi aeronautici, marittimi, commerciali, ecc.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Campo di frequenza: da 540 kHz a 30 MHz suddiviso in 4 bande. Allargamento di banda con scala tarata con suddivisioni di 10 kHz per le bande radioamatori degli 80, 40, e 20 metri. Con suddivisione di 20 kHz nella banda dei 15 metri e di 50 kHz nella banda dei 10 metri. Scala lineare supplementare da 0 a 100. Il controllo automatico di volume lavora sia sullo stadio di alta frequenza che sul primo stadio di media frequenza. Regolazione di selettività: la posizione del commutatore per ricezione radiodiffusione e per il moltiplicatore di « Q » è regolabile in continuità per una larghezza di banda da $\pm$ 100 Hz a $\pm$ 3 kHz. Sensibilità: 1,75 μV per rapporto utile segnale disturbo 10 : 1. Impedenza di entrata di antenna: 100 Ω. L'entrata può essere sia simmetrica che asimmetrica. Oscillatore di nota: regolabile per $\pm$ 4 kHz. Misuratore di intensità di campo (S meter): tarato da S 1 a S 9 in sei scatti dB, scala supplementare sino a 40 dB sopra l'S 9. Limitatore di disturbo: con riduzione minima del segnale. Potenza di uscita di bassa frequenza: massimo 1 W. Impedenza di uscita: 3,2 Ω. Alimentazione: 220 V, c.a. 50 Hz, 68 W. Dimensioni in cm: 41,8×23,1×23,2. Peso: kg. 11,6.

2. - VALVOLE IMPIEGATE

6BZ6, amplificatrice di alta frequenza; 6BE6, mescolatrice; 6C4, oscillatrice; 6BA6, primo stadio di media frequenza; 6BA6, secondo stadio di media frequenza; 6BV8, rivelatrice, limitatrice di disturbi e oscillatrice di nota; 12AX7, preamplificatrice di alta frequenza e moltiplicatrice di Q; 6AQ5, amplificatrice finale di bassa frequenza; 5Y3, raddrizzatrice; OB2, stabilizzatrice di tensione.

3. - CIRCUITI DI ALTA FREQUENZA

Il segnale proveniente dall'antenna viene portato attraverso un circuito accordato alla valvola 6BZ6 preamplificatrice di alta frequenza; da questa, dopo una sufficiente amplificazione, esso giunge alla griglia della valvola mescolatrice 6BE6.

L'alto livello della tensione di entrata alla griglia della valvola mescolatrice, contribuisce sensibilmente a far conseguire un ottimo rapporto segnale/disturbo.

Il compensatore di aereo, che può essere variato manovrando una manopola posta sul frontale dell'apparato, permette di raggiungere un perfetto adattamento tra il circuito d'ingresso e l'antenna.

Una grande stabilità di frequenza che, come è noto, è indispensabile per i radioricevitori professionali si può raggiungere con particolari accorgimenti tecnici ma anche soprattutto mediante l'impiego di valvole separate per lo sta-

(*) Il ricevitore professionale HQ 100 AE è prodotto dalla HAMMARLUND MANUFACTURING COMPANY, INC.

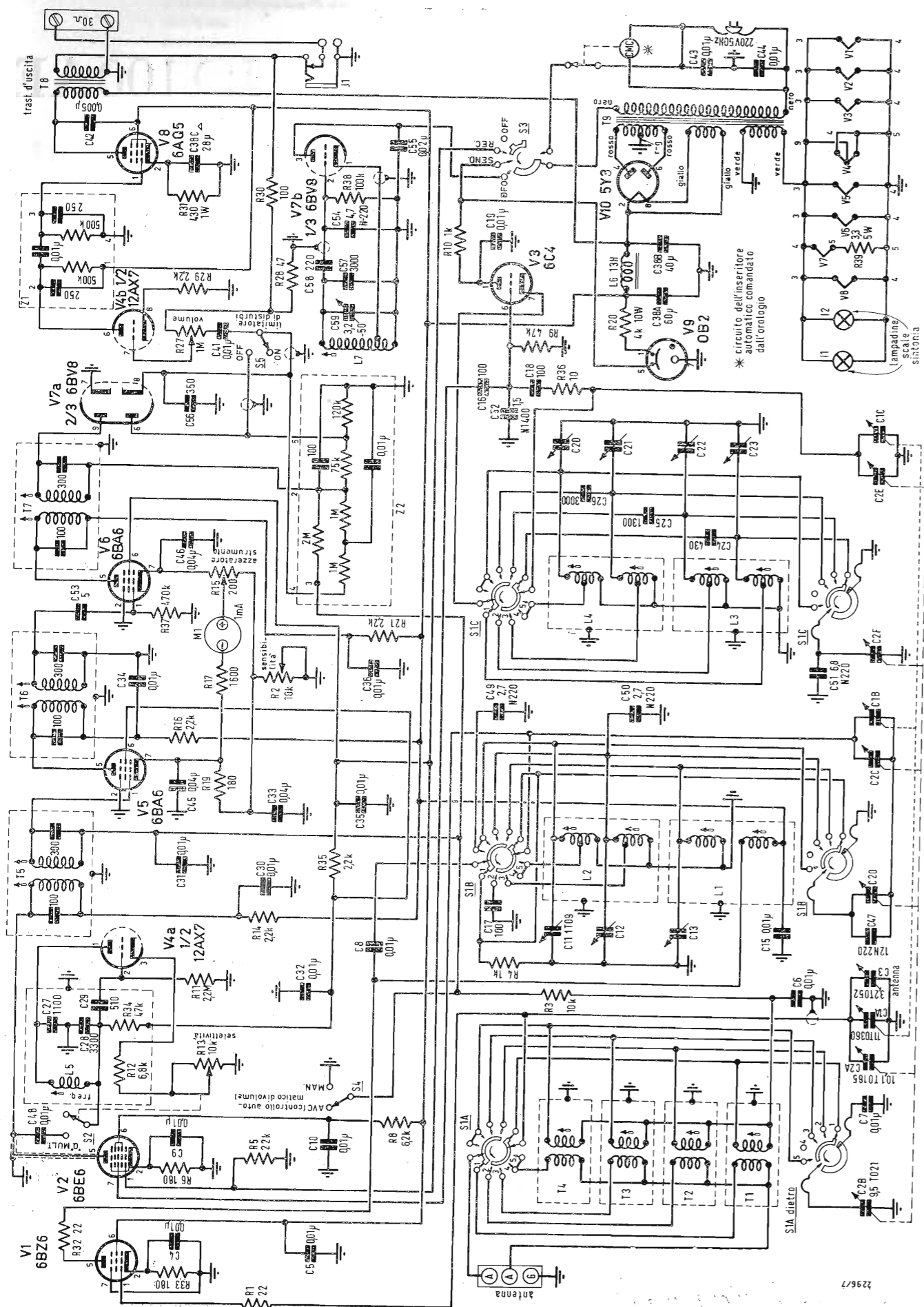



Fig. 1 - Schema del radioricevitore professionale HQ-100 AE.

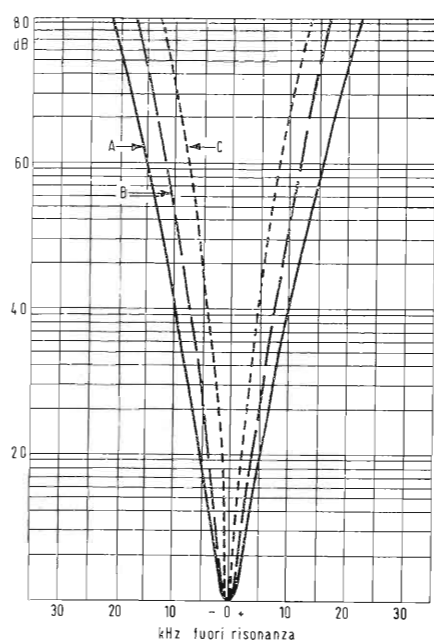



Fig. 2 - Curve di selettività.

Fig. 3 - Risposta audio con differenti tensioni di ingresso.

dio mescolatore e lo stadio oscillatore: nella valvola 6BE6 mescolatrice, vengono pertanto iniettati il segnale di entrata e il segnale proveniente dalla oscillatrice separata 6C4, dando luogo alla formazione della frequenza intermedia di 455 kHz. La valvola oscillatrice 6C4 oscilla su tutte le bande a frequenza superiore a quella di entrata.

4. - MOLTIPLICATORE DI « Q »

A mezzo di una sezione della valvola 12AX7, è possibile variare la larghezza di banda di alta frequenza tra $\pm$ 3 kHz e $\pm$ 100 Hz. La più alta selettività si ottiene quando il moltiplicatore di « Q » si trova prossimo all'autoeccitazione. L'autoeccitazione viene indicata sullo strumento S meter da un forte segnale senza che si possa udire una stazione.
Con il nucleo della bobina è possibile regolare la frequenza del moltiplicatore di « Q » e con il potenziometro la selettività.

5. - AMPLIFICAZIONE DI MEDIA FREQUENZA

L'amplificazione di media frequenza è costituita da due stadi con 7 circuiti accordati. La prima valvola amplificatrice 6BA6.
I circuiti catodici delle due valvole di media frequenza 6BA6, formano un collegamento a ponte, su un lato del quale si trova lo strumento S meter 1 mA.
Dalla placca della 6BA6 il segnale di media frequenza raggiunge, attraverso un filtro di banda a due stadi, il limitatore di disturbi e il rivelatore.
La fig. 2 mostra le curve di selettività di media frequenza secondo tre diverse regolazioni del moltiplicatore Q.

6. - RIVELATORE E LIMITATORE DI DISTURBI

I diodi della valvola 6BV8 lavorano come rivelatori e come generatori di tensione. Il circuito di rivelazione è dimensionato per contenere al minimo le distorsioni. Il secondo diodo svolge la funzione di limitatore di disturbi secondo il principio della limitazione di serie e sopprime le punte massime dei disturbi che si presentano sotto forma di impulsi, quali per esempio i comunissimi e diffusissimi disturbi d'ignizione degli autoveicoli.

7. - BASSA FREQUENZA

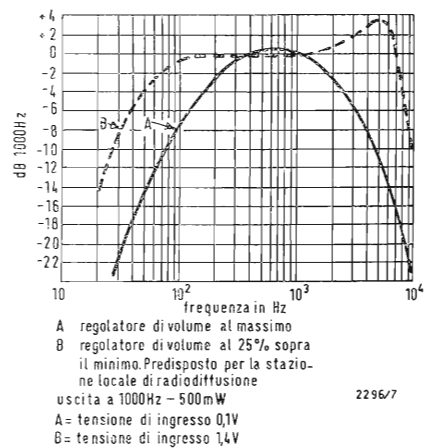
Allo stadio di rivelazione è collegato un circuito amplificatore di bassa frequenza a due stadi.
Dal catodo al diodo della rivelatrice il segnale di bassa frequenza giunge attraverso il potenziometro regolatore di volume ad un triodo della 12AX7.
Lo stadio finale di bassa frequenza costituito dalla valvola 6AQ5 fornisce una potenza d'uscita indistorta di 1 W.
Una particolarità interessante di questo stadio di bassa frequenza è costituito dal circuito di controreazione realizzato mediante una resistenza da 100 Ω che collega il secondario del trasformatore d'uscita alla base del potenziometro regolatore di volume posto all'ingresso dello stadio finale di amplificazione.
Ricevendo stazioni a forte intensità di campo, il potenziometro dovrà essere regolato di pochi gradi. In questo caso, la tensione di controreazione è alta e quindi la qualità audio risulta particolarmente buona.
Qualora i segnali della stazione ricevuta siano molto deboli, occorrerà invece aumentare ulteriormente il regolatore di volume. In questo secondo caso, la tensione di controreazione è meno efficace e la larghezza di banda viene ridotta.
La fig. 3 mostra due curve di risposta audio per differenti segnali. La curva A vale per 0,1 V e la curva B per 1,4 V di tensione di ingresso.

8. - RICEZIONE DELLA TELEGRAFIA E DELL'SSB

Per la ricezione della telegrafia è predisposta una eterodina a frequenza intermedia mediante la sezione triodo della valvola 6BV8.
Mediante il condensatore variabile è possibile variare la frequenza del BFO di $\pm$ 4 kHz.
L'oscillatore di nota viene inserito e disinserito mediante il commutatore posto sul pannello frontale. Con l'oscillatore di nota inserito è anche possibile ottenere la ricezione di segnali SSB (banda laterale unica). A questo scopo, il condensatore variabile è tarato in modo che, partendo dalla posizione intermedia, girando verso sinistra, si possa ricevere la banda laterale superiore (upper side band), girando verso destra la banda laterale inferiore (lower side band).
Il condensatore che funge da allargatore di banda, consente una sintonizzazione di grande precisione e agevola quindi notevolmente la ricerca e l'ascolto soprattutto delle stazioni che giungono con segnali deboli.

9. - ALTRE CARATTERISTICHE

Il radioricevitore HQ 100 AE è contenuto in un cofano metallico delle dimensioni di cm 41,8 × 23,1 × 23,2. I comandi sono disposti frontalmente con una sistemazione studiata per rendere facile l'uso del ricevitore (fig. 4).
Nella parte centrale a sinistra si trova la scala principale di sintonia, e a destra, come di consueto negli apparecchi professionali, la scala per l'allargatore di banda.
Il misuratore « S meter » trovasi a destra accanto alla scala, simmetricamen-

te a sinistra vi è spazio libero per il montaggio dell'inseritore orario, che viene fornito dalla casa costruttrice come accessorio opzionale.

Anche la sistemazione meccanica dei componenti sul telaio è razionalmente realizzata (fig. 5).

Al centro tra i due gruppi dei condensatori variabili di sintonia, trovano posto, sotto schermo, i circuiti di ingresso di alta frequenza, quelli di media frequenza e quelli dello stadio oscillatore. Sulla destra è posta l'alimentazione e sulla sinistra la catena di media frequenza. Sul retro del telaio (fig. 6) sono predisposti i morsetti di collegamento per l'altoparlante, l'antenna e la terra nonchè la presa per la cuffia.

La striscia con i morsetti di antenna è adattabile ad antenne simmetriche ed asimmetriche.

10. - CONSIDERAZIONI GENERALI

Per il servizio radiantistico e per il servizio di ascolto degli appassionati di onde corte, il ricevitore HQ 100 AE si è rivelato come un apparecchio sicuro, stabile e di facile sintonia grazie all'allargatore di banda tarato in frequenza. Anche la regolazione della sintonia generale non dà luogo a difficoltà alcuna poichè la scala principale è tarata con ottima precisione.

Considerando che trattasi di un ricevitore supereterodina a semplice conversione, le qualità di ricezione dell'apparecchio sono da considerarsi notevolmente superiori alla media.

La sensibilità è molto buona; inoltre con il moltiplicatore di Q è possibile adattare la selettività alle varie esigenze di ricezione.

Il funzionamento nell'ascolto di stazioni SSB è più che sufficiente anche per ricezioni particolarmente difficili.

Nella ricezione di normali stazioni di radiodiffusione ad onde corte, la sintonizzazione risulta veramente semplice e rapida ed è seguita da una buona riproduzione audio.

Naturalmente, in caso di ascolto di stazioni di radiodiffusione, di regola non si dovrebbe usare il moltiplicatore di « Q ». Purtroppo, però, in considerazione dello stato di congestione esistente nelle bande ad onde corte, esso si rivela oggigiorno sempre più necessario per poter ascoltare le stazioni di radiodiffusione spingendo la selettività a gradi più elevati anche se si deve per forza arrivare a dei compromessi con la qualità della riproduzione audio.

Il rendimento e la sensibilità in onde medie possono definirsi ottimi: in particolare luogo, nella ricezione di onde medie, è consigliabile di utilizzare un buon altoparlante a grande cono, mediante il quale sarà possibile ottenere un audio di ottima qualità.

L'HQ 100 AE corredato di una buona antenna è in grado di ricevere sia in onde medie che in onde corte stazioni a grande distanza; pertanto, si può classificare come un radioricevitore professionale di traffico. Esso è particolarmente indicato per quegli amici della radio che pur non essendo radioamatori di trasmissione sono tuttavia appassionati ascoltatori di lontane stazioni ad onde corte e ad onde medie.

A

Fig. 4 - Distribuzione dei comandi sul pannello frontale.
1. Comando orologio inseritore automatico
2. Commutatore Ricezione-Trasmissione BFO
3. Compensatore di antenna
4. Comando sintonia
5. Controllo della sensibilità
6. Commutatore controllo automatico-manuale vol.
7. Commutatore di banda
8. Interruttore limitatore di disturbi
9. Regolatore di volume
10. Comando allargatore di banda
11. Regolatore di selettività-moltiplicatore di Q
12. Controllo frequenza-moltiplicatore di Q
13. Indicatore gradi « S »
14. Scala generale di sintonia
15. Scala allargatore di banda
16. Orologio inseritore automatico
17. Comando oscillatore di nota

Fig. 5 - Vista interna superiore dell'apparecchio.

Fig. 6 - Punti di collegamento sul retro dell'apparato.

dott. ing. A. Calegari

Regolazione della potenza fornita dai tiristori a un carico induttivo*

Per regolare la potenza fornita dai tiristori, a un carico induttivo, bisogna poter comandare, con la massima precisione, l'istante in cui questi semiconduttori vengono sbloccati. Si usano generalmente, a questo scopo, amplificatori magnetici, ma altri due metodi conducono allo stesso risultato e consistono nel ricorrere sia ad un oscillatore separato, sia a tiristori ausiliari di piccola potenza.
In questo articolo si discutono questi due metodi e si presentano gli schemi di applicazione messi a punto dai laboratori della S.G.S.-Fairchild.

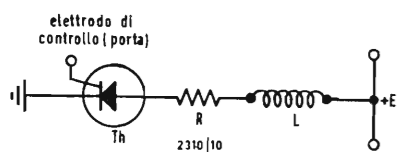



Fig. 1 - Schema di principio di un tiristore, che alimenta un carico costituito da una resistenza R e da una bobina L.

(*) Electronique Industrielle, dicembre 1966, pag. 809.

1. - CARICHI RESISTIVI E INDUTTIVI

Per assicurare l'innesco di tiristori, che alimentano un carico resistivo, basta applicare al loro elettrodo di controllo (porta) e il catodo, un impulso che deve soddisfare alle due seguenti condizioni:

a) avere sufficiente ampiezza; questa ampiezza dipende dal tipo di tiristore usato; *b*) essere di durata maggiore del tempo di innesco dell'effetto valanga; questa durata è dell'ordine del microsecondo.

Questo fenomeno è già noto, quindi non insisteremo su di esso.

Nel caso in cui il carico sia induttivo, o parzialmente induttivo, la potenza che gli si conferisce non può essere ignorata se non quando si possa determinare con precisione l'istante di sbloccaggio dei tiristori; questo problema è, in realtà, più complesso che nel caso in cui il carico sia puramente resistivo, secondo che si possa giudicarlo tale.

Si consideri per es. la fig. 1, in cui un tiristore alimenta un carico composto da una resistenza pura ohmica R e da una bobina di induttanza L, il tutto essendo alimentato da una tensione E. Si supponga di applicare all'elettrodo di comando un impulso tale che il tiristore Th venga sbloccato; la corrente che attraversa quest'ultimo non è costante ed obbedisce alla legge:

$$i = \frac{E}{R}\left(1 - e^{-Rt/L}\right),$$

dove i è la corrente istantanea e t è il tempo. Se t è piccolo rispetto alla costante di tempo L/R del circuito, l'espressione precedente può essere sostituita da: $i = Et/L$, assai più semplice e di sufficiente precisione; osserviamo che la condizione $t \leq L/R$ corrisponde ad un circuito in cui la corrente i é solo una piccola frazione della corrente corrispondente a E/R.

Si può ritenere che il fenomeno valanga si sia eccitato, in modo irreversibile, quando l'intensità istantanea abbia raggiunto un livello uguale a I_A; questo stesso valore I_A è circa tre volte superiore alla corrente di lavoro I_M che permette al tiristore di mantenersi in stato di conduzione. In queste condizioni, la durata dell'impulso di sblocco applicato alla *porta* (o elettrodo di controllo) deve essere superiore a $I_A L/E$; perciò questa durata dipende dal coefficiente di autoinduzione L. Lo schema classico di un carico R,L alimentato in corrente alternata attraverso due tiristori Th_1 e Th_2 è dato in fig. 2; i circuiti di comando dei tiristori non sono stati rappresentati, eccetto gli avvolgimenti, che applicano, fra porta e catodo gli impulsi forniti dal circuito di controllo della fase. Questi impulsi di sganciamento determinano, secondo l'istante in cui sono applicati, l'angolo di conduzione dei tiristori, e la potenza fornita al carico; la loro durata è ΔT e si vede dalla fig. 3 che persistono fino alla fine di ciascuna semionda. Gli avvolgimenti rappresentati in fig. 2 sono quelli appartenenti ad amplificatori magnetici. Questi ultimi devono essere previsti per funzionare alla frequenza di ricorrenza degli impulsi di sblocco, cioè 100 Hz, ottenuti per raddrizzamento delle due semionde della tensione di rete a 50 Hz.

Però, non si è per nulla obbligati a ricorrere ad amplificatori magnetici. Se si esclude l'impiego di tali elementi, restano diversi metodi, che permettono di commutare i tiristori, e qui si esamineranno i due seguenti, caratterizzati dall'impiego di:

— *un oscillatore separato*; questo fornisce una portante di qualche decimo di kHz, modulata dagli impulsi di controllo. I treni d'onda, che ne risultano, vengono applicati al primario di un trasformatore di piccole dimensioni, a nucleo di ferrite; le tensioni, che appaiono ai secondari, vengono poi raddrizzate e filtrate, poi applicate alla porta dei tiristori (fig. 4);

— *tiristori ausiliari di piccola potenza.* In questo caso si arriva allo schema di principio di fig. 5. Il trasformatore T_1 è del tutto ordinario ed è alimentato dalla tensione di rete, e T_2 è un piccolo trasformatore controllato dallo stadio modulatore. Il carico dei tiristori Th_1 e Th_2 essendo puramente resistivo, si ottengono facilmente impulsi di qualche millisecondo.

Studieremo ora gli schemi pratici ai quali fanno capo i due metodi dei quali si sono testè definite le grandi linee.

2. - SCHEMA CON OSCILLATORE SEPARATO

Lo schema di fig. 6 corrisponde al circuito di principio di fig. 4. È quello di un complesso, il cui compito consiste nel comandare tiristori alimentanti un carico induttivo; comprende essenzialmente un circuito monostabile sincronizzato su 100 Hz, e un oscillatore funzionante su una frequenza di circa 30 kHz. Il multivibratore è costituito

Fig. 2 - Schema classico di un carico alimentato dalla rete alternata attraverso due tiristori montati in antiparallelo.

Fig. 3 - Il raddrizzamento di entrambe le semionde della tensione di rete alternate a 50 Hz permette di generare impulsi, la frequenza di ricorrenza dei quali è 100 Hz.

Fig. 5 - Schema di principio del circuito a tiristori pilota. Questi alimentano un carico resistivo e comandano i tiristori di potenza.

Fig. 4 - Schema di principio di un circuito in cui i tiristori sono comandati da un oscillatore separato; il modulatore permette di regolare la potenza effettivamente fornita al carico.

Fig. 6 - Schema completo del complesso di comando dei tiristori con oscillatore separato. Il potenziometro P permette di regolare l'angolo di conduzione dei tiristori e la potenza applicata a un carico induttivo.

dai transistori Q_1, Q_2 e Q_3; combinando elementi *p-n-p* ed *n-p-n* si è riusciti a far variare molto facilmente l'angolo di conduzione dei tiristori, fino a valori estremi.

Il raddrizzamento della tensione di rete a 50 Hz, riportato a 24 V_{eff} da un trasformatore, non disegnato, permette di disporre di una tensione ondulata da una componente alternativa a 100 Hz.

Questa è applicata alla base del transistore Q_1; in conseguenza quest'ultimo viene bloccato per circa 1 msec ad ogni 10 msec; ne risulta che i transistori Q_1 e Q_2, in un primo tempo, sono essi pure bloccati. Ma dopo una certa temporizzazione, che dipende dai valori del condensatore C, della resistenza R_5 e del potenziometro P, i transistori Q_2 e Q_3 divengono conduttivi e si saturano. In questo istante, una corrente attraversa il diodo Zener Z e polarizza la base del transistore Q_4; quest'ultimo comincia allora a oscillare su una frequenza di 30 kHz circa. Si constata dunque che il transistore oscillatore Q_4 fornisce 100 treni d'onda per secondo, questi ultimi essendo di durata variabile, che dipende essenzialmente dalla regolazione del potenziometro P.

Le tensioni a 30 kHz, che appaiono ai capi dei secondari n_2 del trasformatore T_r vengono raddrizzate dai diodi D_3, po, dopo filtraggio (cellule costituite da C_1, R_{11} e R_{12}) applicati alle porte dei tiristori da comandare.

Le prestazioni del circuito sono indicate dalla fig. 7; in *a*) si sono riprodotti uno dei secondari n_2 del trasformatore T_r e il circuito di alimentazione del tiristore Th; al punto M si sono rilevate le curve della tensione applicata al tiristore; tali curve sono rappresentate in *b*); la *durata minima* di un treno d'onde è di 1,5 msec, che corrisponde all'angolo 0 di conduzione di 27°. La *durata massima* è di 9 msec, che corrisponde all'angolo θ di conduzione di 172°. Questi angoli di conduzione del tiristore permettono di fornire al carico una potenza rispettivamente eguale al 2% e 99% della potenza max P_{max} che è possibile fornirgli. Il valore della potenza massima è, in realtà, dato dalla formula classica $P_{max} = V^2/R$, dove V è la tensione efficace, ed R, la resistenza di carico. Se la potenza effettivamente applicata al carico è P, si può tracciare la curva che caratterizza il rapporto P/P_{max}. (fig. 8).

Alcuni altri valori interessanti sono messi in evidenza dalla fig. 7*b*; così, la tensione che viene fornita alle porte dei tiristori varia fra 2,6 e 3 V, ai quali si somma un'ondulazione residua di circa 0,6 V. Ora, la tensione di comando dei tiristori è di circa 1 V; in queste condizioni, la corrente fornita può raggiungere 5 mA. Questi valori si addicono perfettamente ai tiristori di serie BTX57-55; BRY23-26 e SC50-51 della SGS-Fairchild. Eliminando la resistenza R_{12} montata in parallelo allo spazio porta-catodo dei tiristori, si potrebbero impiegare i tipi BTX57-60, BRY28-31 o SC60-61, in un intervallo di temperatura compreso fra —20 e +80°C.

Il trasformatore T_r è, dal canto suo, avvolto su nucleo di ferroxcube Philips, tipo K300.501, serie E1; l'avvolgimento n_1 comporta 50 spire di filo 0,3 mm di diametro; gli avvolgimenti n_2 sono costituiti ciascuno da 20 spire di filo 0,3 mm di diametro, anch'esso.

Fig. 7 - Al punto M del circuito di comando del tiristore Th (in *a*) sono state rilevate le curve *b*). Si osserva che l'angolo di conduzione di Th varia tra due valori minimo di 27° (1,5 ms) e massimo di 172° (9 ms).

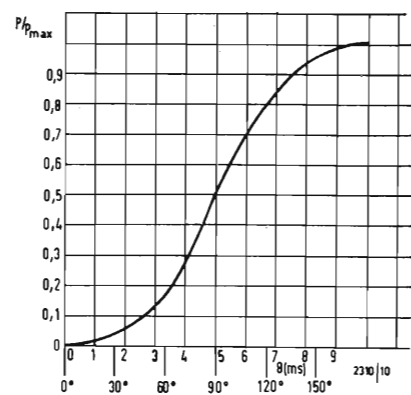



Fig. 8 - Relazioni fra la durata di sbloccaggio ΔT in millisecondi, l'angolo di conduzione θ in gradi del tiristore e il rapporto della potenza realmente fornita, alla potenza massima, che è teoricamente possibile fornire al carico.

Fig. 9 - Schema completo del complesso di comando con tiristori pilota. L'angolo di conduzione è, anche qui, controllato per mezzo del potenziometro P.

3. - SCHEMA CON TIRISTORI AUSILIARI

L'uso di tiristori ausiliali per comandare i tiristori di potenza alimentanti un carico induttivo, conduce alla costituzione di un complesso, il cui schema è rappresentato in fig. 9. Diciamo subito che questo sistema è di applicazione più agevole del precedente, pur impiegando una piccola quantità di componenti. Ma esaminiamo il suo funzionamento più in dettaglio.

Si nota subito, che esso rappresenta lo sviluppo dello schema di principio di fig. 5. Il modulatore è composto essenzialmente da un circuito funzionante alla frequenza 100 Hz e sincronizzato per mezzo della rete, dopo raddrizzamento di entrambe le semionde. Il potenziometro P determina, con la resistenza R_4 e il condensatore C, una costante di tempo che permette di far variare, in ultima analisi l'angolo di conduzione dei tiristori; il processo è perfettamente classico, per cui non ci attardiamo a discuterlo.

Vengono dapprima sbloccati i tiristori Th_1 e Th_2; per il fatto che non si sono impiegati diodi Zener per controllare Th_1 e Th_2, la tensione di controllo è variabile. Il suo minimo è, in sostanza, determinato dall'angolo di conduzione minimo dei tiristori, il che impone anche una determinata corrente di comando. Ben inteso, bisogna tener conto della potenza massima che può dissipare la porta dei tiristori e calcolare, in conseguenza, la resistenza R_1. Le curve, che illustrano il funzionamento di questo complesso sono rappresentate in fig. 10. La curva della tensione applicata alla porta dei tiristori ausiliari Th_1 e Th_2 è indicata in *a*); la sua massima ampiezza è di 2,5 o 3 V. Alla porta dei tiristori Th_3 e Th_4 (punto y di fig. 9), l'andamento caratteristico della curva è dato in fig. 10*b*); ben inteso, essa varia con l'angolo di conduzione, regolato per mezzo del potenziometro P. Questo angolo può assumere tutti i valori compresi fra $\Delta T_{min} = 1$ msec e $\Delta T_{max} = 8,5$ msec.

Il trasformatore T_2 è stato avvolto su un nucleo di Ferroxcube Philips, tipo 2XM30/3E, il primario n_1 è di 80 spire di filo samltato di 0,1 mm di diametro, e i secondari n_2 sono di 80 spire dello stesso filo.

I tiristori piloti possono essere dei tipi 2N4108, 2N4096, 2N2323 o 2N1595, fabbricati, come gli altri semiconduttori che equipaggiano questi schemi, dalla S.G.S.-Fairchild, nei laboratori della quale detti schemi sono stati studiati. Ma quest'ultimo schema ammette, come tiristori di potenza, praticamente tutti i tipi attualmente disponibili sul mercato. *A*

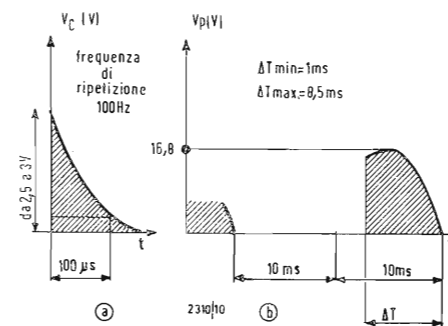



Fig. 10 - Curve che caratterizzano il funzionamento del circuito della figura precedente alla porta di Th_1 e di Th_2 si dispone di una tensione massima di 3 V, rapidamente decrescente, con la frequenza di ricorrenza di 100 Hz (*a*); al punto y della fig. 9 (verso la porta del tiristore di potenza), frazioni di sinusoide permettono di sbloccare, secondo l'angolo di conduzione desiderato, il tiristore di potenza in servizio (*b*).

Una nuova serie di registratori video

La AMPEX CORPORATION presenta la nuova serie di registratori video VR700 di tipo portatile.

L'applicazione di questo nuovo registratore audio-visivo sarà di grande importanza per molti settori commerciali ed industriali e permetterà l'introduzione su vasta scala di sistemi completamente nuovi nel campo dell'educazione scolastica. Esso presenta una larghezza di banda di 3,5 MHz con una risoluzione orizzontale di 350 righe e un rapporto segnale/rumore di 42 dB.

Questo registratore ideato e sviluppato dalla AMPEX CORPORATION, il gruppo industriale che è stato all'origine della registrazione su nastri magnetici, permette di registrare e riprodurre le sequenze in diversi standards televisivi, permettendo per la prima volta l'uso internazionale dei nastri registrati. Si può ora affermare che la registrazione audio-visiva è divenuta tanto semplice quanto la registrazione del suono ed il prezzo del registratore tale da permettere l'applicazione anche ad istituzioni e ditte dai mezzi limitati.

dott. ing. G. Kuhn

La misura di frequenze in medicina*

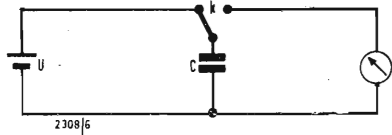



Fig. 1 - Principio del frequenzimetro di lettura diretta.

(*) Radio Mentor, ottobre 1966, pag. 843.

1. - INTRODUZIONE

La misura della frequenza e lo studio delle forme d'onda costituiscono nel campo della medicina dei problemi che hanno richiesto lo sviluppo di tecniche di misura sovente molto differenti dalle tecniche usualmente impiegate nel campo puramente elettronico. Sono quattro le grandezze che al giorno d'oggi la medicina investiga con mezzi elettronici.

Nell'articolo si esaminano i circuiti che permettono di misurare delle frequenze o degli intervalli di tempo.

In pratica si tratta di circuiti di messa in forma, di ritardo, e di discriminazione di ampiezza.

La descrizione di due circuiti completi conclude l'articolo: il primo di essi di uso generale per misura di frequenza, il secondo destinato in particolare all'investigazione di elettro-encefalogrammi.

2. - FREQUENZA DEL POLSO

Questa frequenza deriva dalla contrazione del muscolo cardiaco, non facilmente accessibile. Il polso è quindi impiegato per ricavare, attraverso opportuni trasduttori, l'elettrocardiogramma, un esempio del quale è riportato in fig. 2a).

La frequenza, in un individuo sano, è intorno ad 1,2 Hz, ma può talvolta raggiungere valori di 3 Hz. Il battito cardiaco è periodico, è indipendente dalla volontà del soggetto, e dipende essenzialmente dalla concentrazione di ossigeno nel sangue.

3. - FREQUENZA DEL RESPIRO

Questa frequenza dipende da molti fattori, fra cui la volontà del soggetto, e si può parlare piuttosto che di frequenza media, di frequenza istantanea.

Fig. 2 - Fenomeni elettromedicali di cui si investiga la frequenza. *a*) polso; *b*) respirazione; *c*) tensione muscolare; *d*) azione nervosa.

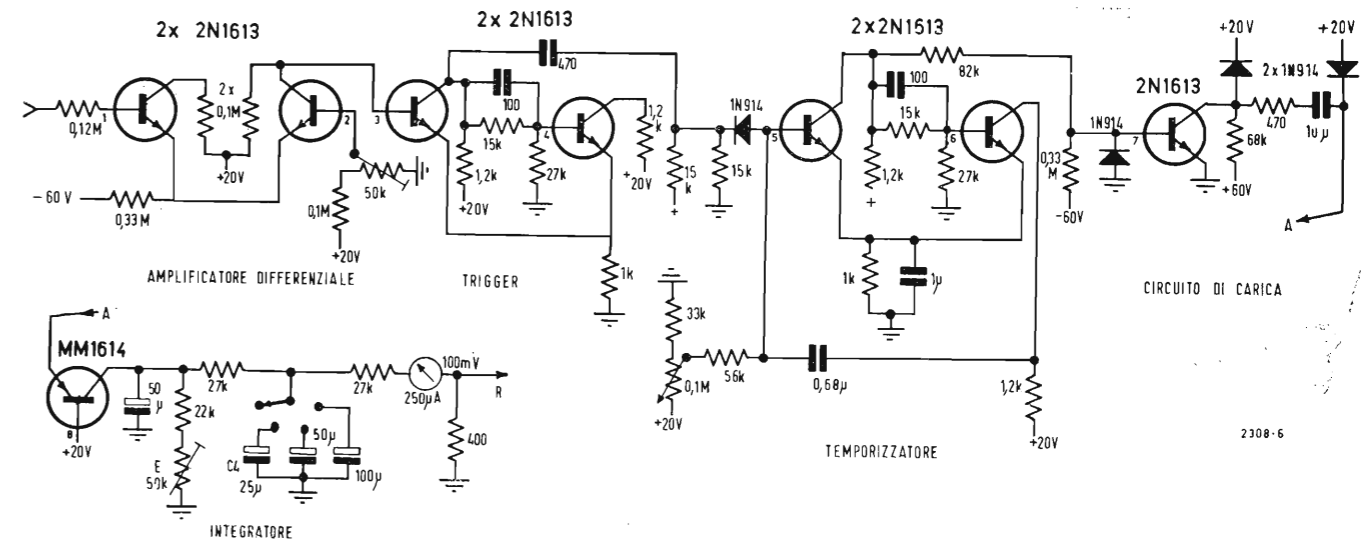



Fig. 4 - Schema completo di frequenzimetro a lettura diretta.

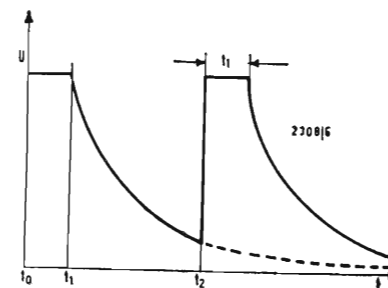



Fig. 3 - Principio del frequenzimetro a misura di intervallo.

La misura si fa generalmente facendo passare il respiro su un filo caldo inserito in un ponte di resistenze: l'aria in movimento produce un diverso raffreddamento del filo, con una conseguente variazione della sua resistenza.

La fig. 2 b) dà un esempio. La frequenza massima è dell'ordine di 1,5 Hz.

4. - FREQUENZA DELLA TENSIONE MUSCOLARE

La fig. 2c) riporta un miogramma, cioè diagramma di azione muscolare. Esaminando la curva ci si può rendere conto che essa è costituita dalla somma di impulsi elementari prodotti da ogni fibra muscolare durante il tempo che la contrazione muscolare ha luogo.

Infatti, con elettrodi speciali, questi impulsi elementari possono essere registrati separatamente. Il numero di impulsi elementari e quindi la loro successione è dipendente dal lavoro meccanico espresso da tutto il muscolo.

Il fenomeno non è periodico nel suo insieme, ma si può misurare una frequenza istantanea degli impulsi elementari, che può assumere valori fino ad 1 kHz.

5. - FREQUENZA DELL'AZIONE NERVOSA

Anche l'attività nervosa, come quella muscolare, si manifesta con la produzione di impulsi elettrici (fig. 2d)).

Sarebbe improprio parlare di una frequenza unica, ma in questo genere di curve si possono riconoscere determinati gruppi di impulsi, in cui la frequenza è costante.

La frequenza massima è dell'ordine di 30 Hz.

6. - METODI DI MISURA

In medicina interessa dunque disporre di uno strumento capace di misurare la frequenza di una forma d'onda qualunque, la variazione nel tempo di questa frequenza, e la possibilità di registrare con un apparecchio scrivente a penna o fotografico questi valori. Tali apparecchi sono stati realizzati, e la precisione dell'1% che si può raggiungere abbastanza facilmente sembra sufficiente allo scopo.

Esistono due sistemi principali per effettuare la misura di una frequenza.

Il primo può essere riassunto come segue (fig. 1).

Gli impulsi, di cui si vuole misurare la frequenza, vengono anzitutto messi in forma, cioè normalizzati.

Con questi impulsi, aventi tutti la stessa ampiezza e la stessa durata, si carica un condensatore, il quale a sua volta si scarica continuamente attraverso uno strumento di misura. La corrente media di scarica è direttamente proporzionale alla frequenza degli impulsi normalizzati che caricano il condensatore. Affinchè lo strumento indichi un valore corretto, è necessario che numerosi impulsi siano stati applicati all'entrata: in altre parole il periodo di integrazione deve essere lungo rispetto al periodo degli impulsi per avere una indicazione corretta. In pratica la maggior parte degli strumenti di questo tipo funziona a partire da una frequenza di 10 Hz.

I moderni frequenzimetri usati in medicina sfruttano invece un altro principio: essi misurano l'intervallo di tempo che intercorre fra gli impulsi. Infatti dalla relazione:

$$f = \frac{1}{T}$$

f = frequenza (Hz) T = periodo (sec.) si vede come la frequenza è una funzione iperbolica del periodo: dalla misura del periodo si può quindi avere una indicazione precisa della frequenza. Il principio della misura è il seguente (fig. 3). Il primo impulso cade al tempo t_0. Dopo un certo intervallo, al tempo t_1 (e vedremo in seguito la ragione di questo ritardo) una tensione U comincia a decrescere in maniera iperbolica. (La tensione U potrebbe per esempio essere la tensione di carica di un condensatore, il quale, mediante un artifizio, viene scaricato iperbolicamente a partire dal tempo t_1: una scarica di questo tipo si può approssimare con un circuito a diodi, tanto più numerosi quanto più esattamente si vuole realizzare l'iperbole).

Immaginiamo che al tempo t_2 arrivi l'impulso successivo. Il valore assunto dalla tensione U a questo istante è una funzione lineare della frequenza che compete all'intervallo di tempo t_2—t_0. Questa tensione può essere immagazzinata fino all'arrivo di un terzo impulso e al tempo stesso inviata ad un indicatore, che può dunque essere tarato linearmente in frequenza. Se l'arrivo del secondo impulso ristabilisce anche la tensione d'origine sul condensatore, ed il processo descritto viene ripetuto, all'arrivo del terzo impulso si può inviare all'indicatore ed immagazzinare la nuova tensione, e così via.

L'indicatore presenterà pertanto il valore istantaneo della frequenza degli impulsi all'ingresso, a partire dal momento che gli impulsi sono più di uno.

Il ritardo t_1-t_0 che si introduce apposta è necessario perchè matematicamente l'iperbole incomincia dall'infinito, ciò che naturalmente non si può riprodurre elettricamente. Questo ritardo stabilisce il limite della frequenza più alta misurabile.

Nella fig. 4 è riportato lo schema di un frequenzimetro completo basato sul primo principio enunciato.

Nella fig. 5 è invece rappresentato un frequenzimetro a misura di intervallo, con in fig. 6 la riproduzione di un encefalogramma e l'oscillogramma dell'uscita corrispondente del circuito di fig. 5.

A

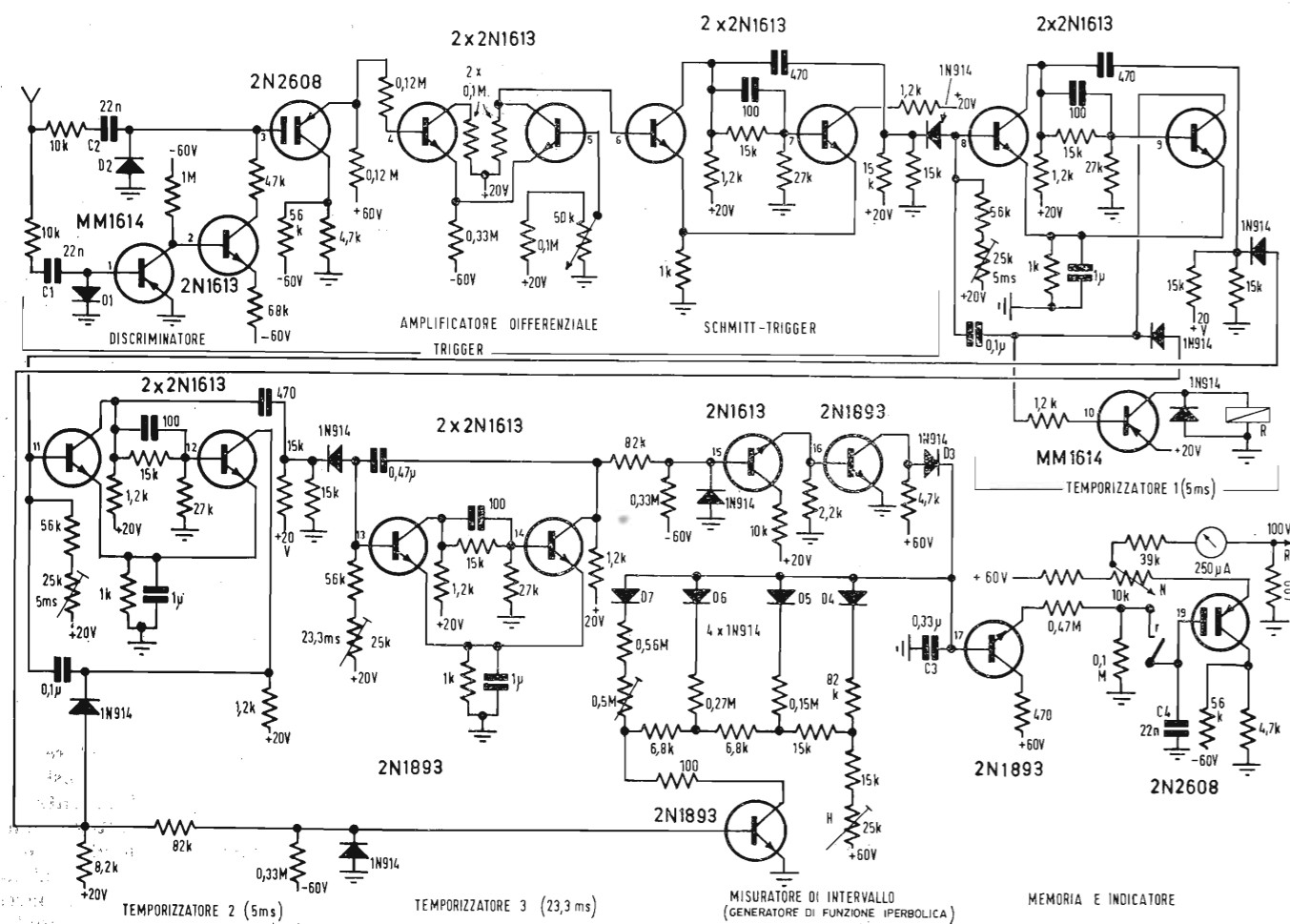



Fig. 5 - Schema completo di frequenzimetro a misura di intervallo.

Fig. 6 - Encefalogramma (sopra) e oscillogramma dei valori di frequenza istantanea ottenuti mediante il circuito di fig. 5.

Radar portatile per sottomarini

Alla British Royal Navy è stato dato in dotazione un nuovo radar portatile per sottomarini. Di piccole dimensioni (30,5 cm. cubi) e pesante solo 16 kg., il radar viene installato sul ponte del sottomarino e serve per la navigazione in superficie.

(*A cura dell'ing. Antonio Nicolich*)

dott. ing. A. Turrini

Il problema dell'impianto di antenna in un sistema MF ad alta fedeltà*

Dopo che il segnale è stato convenientemente captato dall'antenna sorge il problema di traslarlo dall'antenna al sintonizzatore o al ricevitore senza captare disturbi indesiderati ma anche senza apprezzabili perdite.

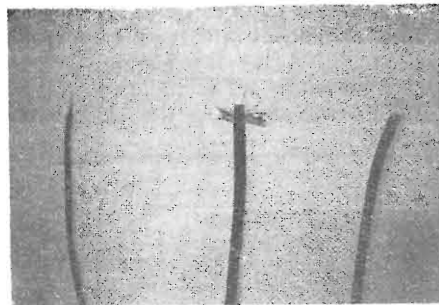



Fig. 1 - I tre più importanti tipi di linee di trasmissione. *A sinistra*, la linea bifilare 300 Ω, con una calza di gomma resistente alle intemperie; al centro, lo stesso cavo con un rivestimento esterno di alluminio plastico a scopo di schermatura; a destra il cavo coassiale RG59/U, con impedenza 72 Ω.

Fig. 2 - Staffe a muro, asta di sostegno di un rotatore e cortine Yagi-Uda a 10 elementi. Sono visibili la linea bifilare schermata e il cavo del rotatore ancorati all'asta, e poi passati entrambi attraverso un passante, in basso nella figura.

1. - LINEE DI TRASMISSIONE (DISCESE D'ANTENNA) IN PRATICA

L'antenna riceve il segnale MF (modulato in frequenza), la linea di trasmissione lo trasferisce al sintonizzatore. Le linee di trasmissione possono essere classificate in vari modi: schermate e non schermate, bilanciate (o simmetriche) e sbilanciate (o dissimmetriche) e così via. Il nostro interesse si concentra su tre tipi, e in questa trattazione, porremo ciascuno nella sua propria classe, a dispetto del fatto che ognuno abbia caratteristiche analoghe a quelle degli altri.

Ad un estremo della gamma dei tipi di linee di trasmissione sta la linea bilanciata più comune, non schermata nota come « linea a doppino ». La linea, per sua natura, non è simmetrica, e per questa ragione la denominazione sopra riportata può trarre in inganno. Ciò che essa vuol significare è che la linea è prevista per essere usata in modo che ciascun conduttore vari della stessa tensione rispetto alla terra. Se la linea è correttamente installata, ciascun filo della linea doppia porta una corrente R.F. sfasata di 180° rispetto a quella dell'altro filo della linea doppia.

Questa condizione comporta la minima radiazione di campi, che sarebbero certamente irradiati da un unico filo portante questa corrente. È estremamente importante minimizzare tale irradiazione dalla linea di trasmissione. Se la linea irradia, si comporta essa stessa in effetti, come un'antenna, che risponde all'energia R.F., proprio come fa l'antenna alla quale la linea è connessa. Come tale, la linea è capace di captare interferenze vicine alla terra, disturbi dall'accensione di motori, e così via ed è in grado di peggiorare il diagramma di radiazione e la polarizzazione trasversale dell'antenna stessa. Quando si verifica la condizione di bilanciamento e la corrente in ciascun filo della linea varia della stessa quantità e in sensi opposti rispetto alla terra, quasi tutto il campo elettrico generato da queste due correnti variabili, è localizzato fra i due fili e la radiazione di energia (e perciò anche la ricezione, a motivo della reciprocità) dalla linea stessa di trasmissione è molto piccola.

Se la linea è sbilanciata, il campo irradiato non è più confinato nello spazio fra i conduttori, perciò la captazione dei campi estranei e dei disturbi aumenta. La linea allora non è più in grado di conservare l'integrità del segnale, che si suppone essa debba trasferire dall'antenna al ricevitore, bensì aggiunge altre informazioni a detto segnale e inoltre irradia il segnale che essa porta, al mezzo circostante. Inutile dire che questa eventualità specifica è rovinosa per il segnale che noi vogliamo ottenere per il nostro ricevitore.

La considerazione dello sbilanciamento della linea sembra inutile, ma in realtà non è necessaria solo se eliminiamo le cause della dissimmetria. Nelle installazioni di impianti di antenne, lo sbilanciamento nella linea doppia è provocato da qualsiasi fattore che pone uno dei due fili della linea a doppino a potenziale rispetto a massa diverso da quello dell'altro conduttore. Se, per es., una linea di trasmissione gira attorno al tubo di scarico di una gronda e un filo della linea doppia passa più vicino a questo tubo, che in realtà è una terra, dell'altro, la linea diviene squilibrata a motivo della diversa impedenza rispetto a terra, impedenza che questo filo della linea vede relativamente al filo non influenzato dalla presenza del tubo. Questo tipo di sbilanciamento può essere ridotto, intrecciando molte volte la linea a 2 conduttori, per assicurare che quell'impedenza che un filo di linea vede, sia uguale a quella che vede l'altro filo, almeno nello spazio di una spira.

(*) Da Audio, ottobre 1966.

2. - PRECAUZIONI PER L'INSTALLAZIONE DI LINEE A DOPPINO

Per evitare una situazione di dissimmetria nelle installazioni impieganti linee a doppino di 300 Ω, bisogna seguire procedimenti accurati. La linea di trasmissione deve essere sostenuta solo da adatti sostegni previsti per lo scopo precipuo di reggere e sopportare questo tipo di linea. La linea deve essere intrecciata frequentemente per ridurre le dissimmetrie e le risultanti perdite di radiazione. Fortunatamente, tali supporti sono largamente disponibili sul mercato da parte dei fabbricanti di parti staccate e minuterie e possono essere usati, invece di ganci, chiodi, o altri dispositivi di fissaggio, per mantenere la linea a doppino in posto.

Se occorre tale precauzione per installare correttamente la linea a due fili, perchè essa linea è usata da tutti e perchè è in realtà la linea di trasmissione più largamente impiegata per le installazioni MF e TV? Una risposta può essere che essa soffre delle perdite più piccole di tutte le linee di trasmissione comunemente reperibili. La tabella 1 dà le caratteristiche dei tre tipi di linee di trasmissione che consideriamo in questo articolo. A 100 MHz, la linea a 2 fili presenta l'attenuazione di 1,1dB per 100 piedi, rispetto ai 2,6 dB della linea a 2 fili schermata e ai 3,75 dB del cavo coassiale.

3. - CAVO COASSIALE

Il cavo coassiale, all'altro estremo della gamma delle linee di trasmissione, è notevolmente meno sensibile alle interferenze dovute ai campi estranei, rispetto alla linea bifilare. Le cose vanno così, perchè uno dei due elementi della linea di trasmissione circonda completamente l'altro, limitando il campo all'interno. Questo schermo respinge l'interferenza esterna semplicemente, perchè preclude il campo più efficacemente di quanto non facciano i due fili della linea bifilare. Ma in seguito al fatto che lo schermo funge da conduttore, tutte le correnti che hanno sede sull'esterno dello schermo stesso non verranno cancellate e lo schermo irradierà come fa un'antenna e la linea dissimmetrica sopra discussa. Per evitare tale irradiazione, lo schermo del cavo coassiale è messo a terra, impedendo così alle correnti provenienti dall'antenna di propagarsi lungo lo schermo. Il conduttore centrale varia così intorno al potenziale di terra e il campo si forma fra il conduttore centrale e l'interno dello schermo. Oltre all'esclusione della radiazione indesiderata che il cavo coassiale offre, lo schermo consente anche di far passare questo tipo di linea di trasmissione ovunque si desideri. Essa può essere fissata o tenuta in posto senza speciali precauzioni. Il cavo coassiale è anche molto meno suscettibile alle intemperie, rispetto alla linea bifilare, per quanto siano stati elaborati vari tipi di linee a fili resistenti alle intemperie, in questi ultimi anni.

Orbene, se il cavo coassiale è superiore alla linea bifilare per la reiezione dei disturbi, per la resistenza alle intemperie e agli agenti atmosferici, perchè non è più largamente usato? La tabella 1 ne dà una spiegazione: esso comporta maggior attenuazione della linea bifilare, a parità di dimensioni del cavo. Un cavo

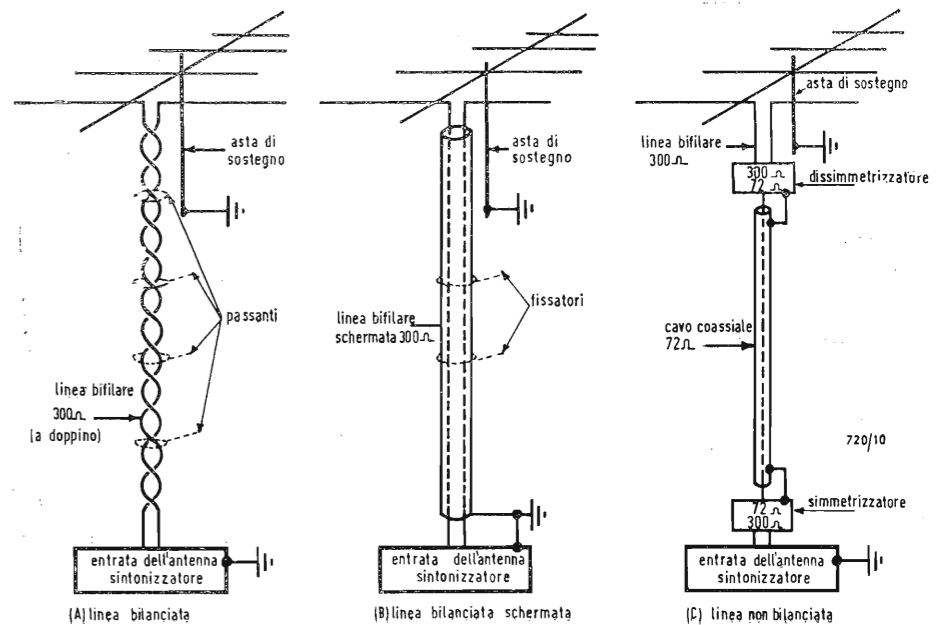



Fig. 3 - Installazioni di impianti di antenna coi tre tipi principali di linee di trasmissione: *a*) linea bilanciata; *b*) linea bilanciata schermata; c) linea sbilanciata (dissimmetrica).

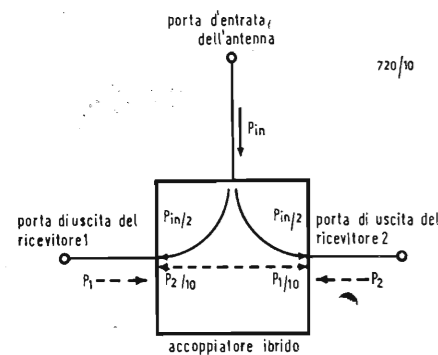



Fig. 4 - Schema a casella del funzionamento di un ibrido, dove P_{in} = energia ricevuta dall'antenna, P_1 e P_2 rappresentano le energie irradiate dai circuiti RF di entrata dei ricevitori.

all'antenna

720/10

P_R

$\frac{P_R}{2}$ $\frac{P_R}{2}$

ricevitore ricevitore

(A) accoppiamento diretto

(B) accoppiamento resistivo dove K≤1 a seconda del valore delle resistenze

Fig. 5 - Metodi non consigliabili di accoppiare diversi ricevitori ad una linea comune.

coassiale con perdite non maggiori di una linea a 2 fili, esiste, ma con un sensibile aumento di dimensione e peso rispetto a quest'ultima. Inoltre, il costo del cavo coassiale è considerevolmente maggiore di quello di una linea bifilare. L'uso del coassiale in un impianto normalmente richiede un trasformatore a ciascun estremo della linea. Questi trasformatori hanno perdite, che devono essere aggiunte a quelle del cavo, quando si confronta un sistema con l'altro. Mentre le perdite relative ad un impianto dovrebbero essere un fattore decisivo per la scelta dei componenti, che formano l'impianto, i motivi principali del mancato uso generale del cavo coassiale rimangono in realtà il costo e i risultati generalmente buoni, che si ottengono nella ricezione monofonica usando la linea bifilare. Il cavo coassiale è usato in molte installazioni di impianti di antenne professionali.

4. - LINEA BIFILARE SCHERMATA

Combinando le caratteristiche della linea a 2 fili (linea bilanciata) con quelle del cavo coassiale (schermo concentrico) si ottiene una linea di trasmissione, che ha caratteristiche di reiezione superiori sia alla linea bifilare, sia al cavo coassiale ed ha caratteristiche di attenuazione comprese fra quelle dei due altri tipi precedenti. La ragione della superiorità antidisturbo appare ovvia dalla nostra discussione sulle altre due linee di trasmissione. La linea di trasmissione bilanciata a due fili schermata sfrutta la combinazione della proprietà della linea a 2 fili di concentrare il campo, con la pure maggior efficienza dello schermo a ridurre le captazione di disturbi. La linea bifilare schermata è resistente alle intemperie e all'invecchiamento e può essere fatta passare vicino a superficie conduttrici, senza pericolo di distruggere il bilanciamento. Le caratteristiche della linea bifilare schermata sono date nella tabella 1 e tutti e tre i tipi di cavi sono mostrati in fig. 1.

5. - SCELTA DELLA LINEA DI TRASMISSIONE

Dopo aver scelto l'antenna adatta ad ogni singolo caso, ci si trova davanti al fatto di dover decidere quale linea di trasmissione faccia la miglior funzione di accoppiare l'antenna al ricevitore, o al sintonizzatore. Un riassunto degli attributi delle linee di trasmissione, il quale può aiutare notevolmente nel prevedere tale decisione, è dato nella tabella 2. La scelta della discesa di antenna è talvolta più difficoltosa della scelta dell'antenna stessa (supposto naturalmente che questo sia evidente). Diamo qui di seguito un sommario delle indicazioni di guida, che si possono usare per facilitare questa decisione.

1. Come regola generale di orientamento, si ricordi che la miglior linea di trasmissione, per la maggioranza delle installazioni, è la linea bifilare schermata. Veramente essa è relativamente costosa e nei giorni freddi, quando la plastica diventa meno flessibile, è un mostro da installare. Ma garantisce che, per qualsiasi scopo la si usi, gli effetti interferenti sul segnale viaggiante lungo la linea, saranno piccolissimi, e che non occorrono cure o trattamenti speciali per raggiungere questo fine.

2. Se il livello del segnale al ricevitore è al limite inferiore per la ricezione stereo, la miglior scelta è la linea bifilare non schermata 300 Ω. Bisogna trovare un percorso che sia adatto a ottenere alta resistenza al maltempo e usare supporti passanti per portare la linea, anche internamente alla casa, dove è possibile. Prove eseguite hanno dimostrato che cattive installazioni di linee bifilari 800 Ω, facendo uso di fissatori per cavo Romex, possono aumentare le perdite della linea di oltre 1,25 dB per lunghezza 100 piedi a 108 MHz (v. Mark L. Nelson, « Fattori di perdita per linee bifilari 300 Ω,», Electronics World, febbraio 1965). Comunque voi facciate, non fate passare la linea non schermata attraverso condotte metalliche o grondaie, o altri simili tubi metallici circostanti. Le stesse prove hanno dimostrato la presenza di alti fattori di perdita di linea quando la linea a 2 fili era fatta passare sulla terra o era inzuppata di acqua. Mentre una disposizione accurata può evitare che si verifichi il primo caso, solo la Provvidenza può far stare la pioggia lontano dalla linea.

3. Quantunque il prezzo sia intermedio fra quelli delle linee bifilari schermata e non schermata, le perdite riscontrate usando il cavo coassiale RG-59/U insieme coi necessari simmetrizzatori a trasformatore di adattamento pone questo cavo sullo stesso piano degli altri due. È spesso più facile da manipolare, della linea a 2 fili schermata e naturalmente possiede tutte le sue caratteristiche di resistenza alle interferenze e all'invecchiamento. Le perdite dei cavi sono funzioni della lunghezza della linea, e nel caso di percorsi brevi, le attuali differenze di attenuazioni fra i vari cavi possono essere trascurabili. Lo stesso non si può dire per i trasformatori. Le loro perdite in un impianto di antenna, hanno valori fissi indipendentemente dalla lunghezza della linea. Così, ciò che si riscontra quando si usa una linea in cavo coassiale per lunghi percorsi del cavo, è un'attenuazione di linea molto maggiore di quella ottenibile con analoga lunghezza di linea bifilare sia schermata, sia non schermata.

Diminuendo la lunghezza, le differenze di attenuazione di linea divengono minori, ma ora le perdite fisse dei trasformatori divengono preponderandi e costituiscono una maggior percentuale delle perdite totali del sistema, di quella che era quando la lunghezza della linea era grande.

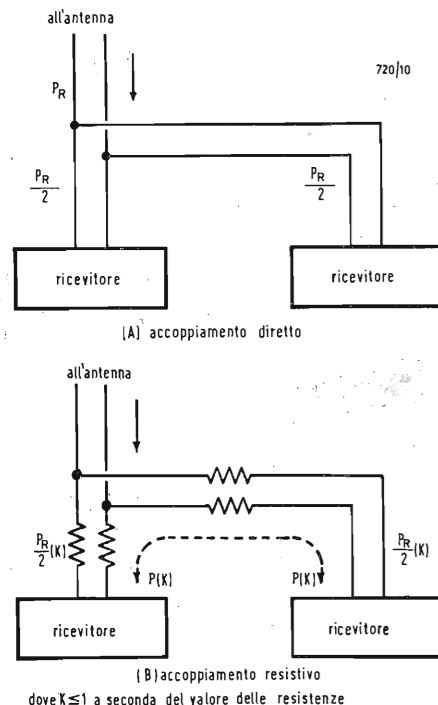



Tabella 1

Tipo di linea di trasmissione	Dimensioni esterne nominali (pollici)	Velocità nominale di propagazione %	Capacità nominale pF/piede	Attenuazione nominale a 100 MHz (dB)	Costo caratteristico S per lunghezza 100 piedi
Linea a doppino 300 Ω (Belden 8225)	0,058 × 0,400	80	4,4	1,1	1,65
Linea a due fili schermata; 300 Ω (Belden 8290)	0,300 × 0,510	79	8,4	2,8*	9,75
Cavo schermato RG-59/U; 72 Ω (Belden 8241)	0,242	66	21,0	3,75**	5'10

* Interpolato. ** Non comprese le perdite nei trasformatori eventualmente occorrenti.

Prima di chiudere, ribadiamo ancora qualche concetto, qualche installatore arrabbiato probabilmente vorrà sapere come egli possa conoscere in anticipo se debba usare una linea di trasmissione non schermata per ottenere il massimo trasferimento di segnale, o se debba arrischiare, cambiare parere e pensare alla forte spesa che la calza schermata comporta.

C'è un modo facile per decidere e che costa molto poco: acquistare una quantità di linea bifilare non schermata molto economica (piattina luce) sufficiente per andare dall'antenna al ricevitore e collegarla fra queste due meraviglie dell'era elettronica. Tirare il filo convenientemente, assicurandosi che non sia vicino a superficie conduttrici, o simili come detto sopra; se, quando il ricevitore è acceso e lo si è sintonizzato sopra una stazione emittente stereo, i disturbi sono presenti, si dà il caso che le accresciute perdite della linea bifilare abbiano il solo effetto di peggiorare il disturbo. Se il disturbo non si manifesta, disporre una resistenza 10 Ω, 1/2 W in serie a ciascun filo della linea bifilare al punto in cui essi si collegano al sintonizzatore o al ricevitore. Ciò equivale approssimativamente all'attenuazione introdotta nel caso in cui si usi la linea schermata a 2 fili. Se dopo aver fatto ciò, il disturbo non aumenta, si può usare la linea schermata bifilare e l'ascolto sarà buono. Se, per contro, i disturbi aumentano ricevendo una trasmissione stereo, allora conviene usare una linea a 2 fili non schermata e sostituire la piattina usata per fare la prova; infatti, le minori perdite della linea non schermata migliorano il rapporto segnale/disturbo, a parte naturalmente la captazione dei parassiti.

Quando si fa la prova ora descritta, bisogna mettersi bene in mente due cose importanti: 1°) ricevere solo stazioni stereo, sulle quali basare la scelta della linea; 2°) assicurarsi che la piattina di prova non schermata sia convenientemente installata, o altrimenti le perdite risultanti da una cattiva installazione confonderanno i veri risultati della prova. In conclusione e considerando il solito rischio di una pericolosa generalizzazione, che l'abitudine porta con sè, si può dire ciò che segue intorno a quell'altra metà dell'installazione di un'antenna, cioè alla linea di trasmissione. Proprio come il guadagno è la parola d'ordine, o dovrebbe esserlo, degli installatori di antenna, la linea bifilare schermata è la regina delle linee di trasmissione degli impianti di antenne MF. Il vantaggio della minore attenuazione della linea bifilare non schermata può talvolta essere compromesso dalle condizioni ambientali e i crepitii dovuti ai disturbi dell'accensione dei motori a scoppio, e che si verificano durante una registrazione su nastro di un'emissione stereo MF importante, rendono inapprezzabile il maggior costo.

6. - IMPIANTI PRATICI DI ANTENNA

Si è fatta molta strada in proposito e si è realmente definito molto bene un ottimo impianto di antenna per MF stereo: cortina di dipoli Yagi ad alto guadagno o log-periodica (Ipda), montata sopra un albero rotante, se necessario, e linea di trasmissione a due fili schermata. Ciò che vogliamo discutere, per il tempo e lo spazio che ancora ci rimangono, è la meccanica per disporre questo sistema o qualsiasi sistema di antenna laddove occorre, e i risultati che ci si possono aspettare se si fa uso di altre antenne diverse da questo cosiddetto ideale. Per es. supponiamo che il collegamento sia fatto all'impianto di antenna TV. Si supponga anche di voler collegare più di un ricevitore alla linea.

Che cosa sono tutti quei sezionatori e accoppiatori che compaiono in tutti i

cataloghi? In breve, dobbiamo far lavorare le nostre conoscenze sulle antenne, alla spicciola.

Poniamo che il primo argomento sia la installazione di una cortina ad alto guadagno, precedentemente menzionata.

La sola cosa importante circa la locazione fisica dell'antenna stessa è che essa non sia troppo vicina ad un tetto piano, come quelli che si trovano sugli abbaini per esempio. Mentre certe sostanze sono relativamente attraversabili all'energia R.F. incidente perpendicolarmente sulla superficie, quando l'angolo di incidenza diviene piccolo, le sostanze divengono un riflettore molto buono e possono influenzare il diagramma di radiazione di un'antenna montata direttamente sopra esse. Il portare l'antenna in alto sopra tutte queste superficie, aumenta l'angolo di incidenza, riducendo così notevolmente la riflessione dalle superficie stesse. Questo problema ovviamente non è così grave come nel caso di tetti ripidamente inclinati.

Si ha a disposizione una quantità di dispositivi per sopportare l'albero, che a sua volta supporta l'antenna. Le cose migliori da usare in pratica sono quelle che risultano più convenienti in ogni singola installazione. Una staffa molto buona per portare un albero, forte e facile da installare su qualsiasi parete è indicata in fig. 2, che mostra pure lo spessore di muro che si deve considerare quando si sceglie un albero. Aste a muro spesso del diametro da un pollice e mezzo a due pollici e mezzo sono facilmente reperibili. In fig. 2 un cavo è la linea bifilare schermata 300 Ω corrente lungo l'albero e l'altro è il cavo di controllo per il rotore visibile in alto nella figura.

Poichè la linea di trasmissione è schermata, può essere fissata all'asta. Un passante serve a tenere entrambi i cavi dopo che essi si allontanano dall'albero ma qualsiasi altro tipo di agganciamento sarebbe stato parimenti utile. Se in un'installazione come questa si fosse usata una linea bifilare non schermata, sarebbero stati necessari speciali agganciamenti all'asta per tenere la linea lontana da questa superficie conduttrice e lontano dal filo del rotatore.

Uno schema a blocchi di questa installazione di antenna con le tre possibili linee di trasmissione è illustrato in figura 3. Si noti che gli schermi dei cavi non vengono usati per mettere a terra l'albero dell'antenna, il quale deve invece essere messo a terra in modo perfetto. Il porre a terra l'albero di sostegno assicura che il massimo di corrente in ciascun elemento dell'antenna si verifichi al centro dell'elemento, ottenendo il diagramma di radiazione desiderato fra l'allineamento dei dipoli della yagi o della log periodica.

Per collegare più di un ricevitore alla stessa antenna (non consigliabile se i livelli di segnali stereo radiotrasmessi sono al limite inferiore per la sensibilità dei ricevitori) occorre un sistema ibrido. L'ibrido a T è un dispositivo che dà luogo ad una ripartizione della potenza con isolamento fra i due dispositivi che ricevono la potenza. Riferendoci alla fig. 4, se l'antenna fornisce segnale nel braccio A dell'ibrido, il T suddivide l'energia in parti uguali e metà della potenza appare al braccio 1 e l'altra metà appare al braccio 2 (trascurando le perdite nel T, naturalmente).

Ma l'energia che compare al braccio 1 attraverso il dispositivo collegato a questo braccio, compare anche al braccio 2 ad un livello molto più basso, diciamo circa 10 dB sotto. Allora, se il ricevitore collegato al braccio 1 irradiasse energia dal suo oscillatore locale, l'ibrido T attenuerebbe questa energia dell'oscillatore locale di 10 dB prima che essa raggiunga e interferisca con la ricezione nel sintonizzatore collegato al braccio 2. Incidentalmente sia detto che l'irradiazione dell'oscillatore locale è l'interferenza che spesso si vede sugli schermi TV, quando due ricevitori sono collegati ad un'unica antenna e il sistema di accoppiamento dei due apparecchi alla linea comune è mal fatto rispetto alla riduzione della diafotia.

Un buon circuito ibrido a T potrebbe correggere una interferenza come questa. Non commettiamo però errori. Lo ibrido non elimina magicamente la perdita di segnale 3 dB che si accompagna con qualunque partitore di egual potenza. Ma esso deve evitare che i dispositivi, che ricevono energia interferiscono tra di loro. I collegamenti ibridi in un impianto sono indicati in fig. 4. A proposito di questo, può essere bene ricordare gli altri metodi di accoppiamento di ricevitori alla stessa antenna. C'è naturalmente anche il collegamento diretto che non dà nessun isolamento fra i ricevitori. Si fa collegando uno spezzone di linea di trasmissione in parallelo con la linea esistente. Il secondo ricevitore è collegato all'altro estremo della linea. Questo sistema soffre degli inconvenienti dell'interferenza che abbiamo ora ricordato.

Alcuni tipi di accoppiamenti a T facenti uso di elementi resistivi per ridurre la interferenza sono mostrati in fig. 5 insieme con l'accoppiamento diretto. Ciò non è conveniente, perchè si dissipa energia negli elementi resistivi.

7. - DUE SISTEMI DI ANTENNA SOPRA UN UNICO ALBERO DI SOSTEGNO

Se due sintonizzatori capaci di funzionare contemporaneamente sono i requisiti di una particolare installazione audio, la miglior cosa per un ottimo trasferimento del segnale a ciascun ricevitore è un'antenna per ciascuno. Però le antenne del complesso possono essere montate sulla stessa asta di sostegno, purchè siano spaziate tra loro di una conveniente distanza, oppure allineate ad angolo retto l'una rispetto all'altra. La stessa cosa è valida per un singolo ricevitore che per una ragione qualsiasi debba sfruttare due diversi sistemi di antenna selezionabili con un commutatore, o per una singola asta portante le antenne TV e del ricevitore MF. Fintanto che le due antenne sullo stesso albero sono spaziate di più di una mezza lunghezza d'onda alla frequenza più bassa di lavoro, l'influenza sull'impedenza dell'una per la presenza dell'altra non sarà grande e le due antenne possono essere usate soddisfacentemente a questo modo.

Se si usa una linea bifilare non schermata per alimentare la doppia installa-

Fig. 6 - I complessi separati di antenne montati troppo vicini sullo stesso albero. La più bassa delle due antenne è un'yagi a 6 elementi per MF. Le linee di trasmissione sono fatte passare attraverso gli stessi passanti, il che comporta un forte accoppiamento incrociato. La piccola spaziatura qui mostrata peggiora i diagrammi polari e le impedenze di entrambe le antenne.

Tabella 2

Linea di trasmissione	Impedenza	Pregi	Difetti
Linea bifilare non schermata	Alta - 300 Ω	Economica. Attenuazione bassa o bassissima. Leggera. Facile da installare, da connettere direttamente all'antenna e ai ricevitori con ingresso simmetrico.	Richiede parti speciali per la sua stesura. Sensibile alle superficie conduttrici circostanti. Le caratteristiche variano con l'invecchiamento e con l'esposizione alle intemperie. Grande suscettibilità di captazione di disturbi.
Linea bifilare schermata	Alta - 300 Ω	Minima suscettibilità di captazione dei tisdurbi. Insensibile alle intemperie. Può essere fatta passare ovunque, senza riguardo alle superficie conduttrici circostanti. Qualunque tipo di fissaggio va bene per il montaggio. Da connettere direttamente alle antenne e ai ricevitori con ingresso simmetrico.	Relativamente costosa (la più cara dei tre tipi). Maggior attenuazione rispetto alla linea bifilare non schermata.
Cavo coassiale	Bassa - da 72 a 75 Ω per i tipi più comuni	Piccola suscettibilità di captazione dei disturbi. Insensibile alle intemperie. Può essere fatto passare ovunque, senza riguardo alle superficie conduttrici circostanti. Qualunque tipo di agganciamento va bene per il montaggio.	Relativamente costoso. Alta attenuazione. Richiede trasformatori di adattamento al terminale di antenna e possibilmente al terminale del ricevitore.

Tabella 3

	Tipo	guadagno-dB	Diagramma di radiazione
Antenna	Cortina Yagi-Uda	6 ÷ 13	Unidirezionale
	Cortina di dipoli log periodica	6 ÷ 13	Unidirezionale
	Bidirezionale	4 ÷ 7	Bidirezionale
	Omnidirezionale	0 ÷ 3	Omnidirezionale
	Antenna TV-MF	?	dipende dall'antenna
	Tipo	Rapporto di impedenza	Perdite
Balun	Multifilare	300 ÷ 72 Ω	0,7 dB circa
	Tipo	Isolamento	Perdite
Diplexer	UHF-VHF	15 dB tipico	0,7 dB circa
	Tipo	Impedenza-Ω	Perdite, dB/100 piedi
Linea di trasmissione	Linea bifilare 300 Ω	300	1,1
	Linea bifilare schermata 300 Ω	300	2,8
	Cavo coassiale R6-59/U	72	3,8
	Tipo	Isolamento	Perdite
Multiplexer	UHF-VHF, TV-MF	15 dB tipico	0,7 dB circa
	Tipo	Isolamento	Perdite
Prese	Ibrido	15 dB tipico	3,5 dB circa per presa

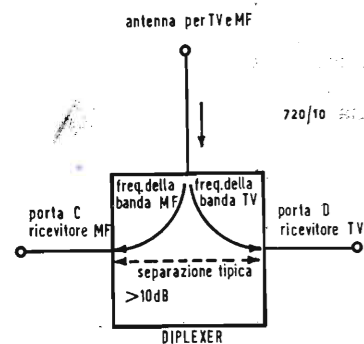



Fig. 7 - Schema a casella del funzionamento del diplexer.

zione di antenna, una linea deve essere disposta sul lato opposto dell'albero, rispetto all'altra linea. Per carità, non fate installazioni come quella rappresentata in fig. 6, per favore; qui entrambe le antenne sono poste in vicinanza tra loro e le linee di trasmissione fibilari non schermate passano insieme nello stesso passante. Vengono così peggiorati tanto i diagrammi quanto le impedenze delle due antenne e si genera fra le linee di trasmissione un forte grado di diafonia.

8. - UTILIZZAZIONE DELLE ANTENNE TV PREESISTENTI

Sebbene in nessun modo possa rappresentare un ottimo sistema di antenna per MF, l'antenna TV possiede un grande pregio per coloro che richiedono una antenna per un ricevitore MF: essa è disponibile ed è già installata.

Inoltre l'arrivo sulla scena di antenne periodiche, indipendenti dalla frequenza (relativamente parlando, s'intende) ha dato recentemente adito alla speranza di un'antenna per usi generali VHF-TV, MF, UHF-TV per uso domestico. Il collegamento a questo sistema di antenna può essere fatto coi metodi diretto e resistivo sopra ricordati, quando si possono tollerare gli inconvenienti di questi tipi di connessioni. Il miglior modo di combinare la MF e la TV sullo stesso impianto di antenna è però quello attraverso l'uso di un diplexer. Il diplexer è simile per il suo funzionamento all'ibrido, salvo che esso lavora su due diverse frequenze o bande di frequenza. Come tale, l'ibrido mostrato in schema a blocchi in fig. 7 fornisce tutto il segnale della banda MF alla porta di uscita C, e tutto il segnale dalla banda TV alla porta di uscita D. Inoltre esso assicura l'isolamento simile a quello dell'ibrido fra le porte C e D. Il diplexer è una particolare forma di un dispositivo generale chiamato multiplexer. Il multiplexer funziona allo stesso modo del diplexer, salvo che accetta più di due bande di frequenze.

Praticamente qualunque numero di bande di frequenze può essere trattato dal multiplexer, ed esistono unità adatte per impianti di antenna domestici che suddividono le frequenze in basse VHF-TV, MF, alte VHF-TV, UHF-TV. Spesso queste unità possono ricombinare le frequenze basse ed alte VHF-TV in un diplexer compreso nel contenitore del multiplexer! Ibridi applicati in diverse installazioni sono indicati in fig. 8. Dove l'ibrido è posto nella linea, ciò dipende dalle perdite della linea alla particolare frequenza di lavoro.

Per es. se si usasse un multiplexer per VHF, UHF e MF e si desiderasse una minima perdita di linea a UHF (dove le perdite tendono a essere maggiori), può essere saggio connettere il multiplexer vicino all'antenna e usare le configurazioni di linea rappresentate in figura 9. La maggior parte dei diplexer devono essere disposti dopo un tratto abbastanza lungo di linea di trasmissione a partire dall'antenna. In questo caso, il percorso della linea dall'antenna in giù verso il diplexer è il fattore determinante della perdita totale del sistema.

9. - SIMMETRIZZATORI, DISSIMMETRIZZATORI

Quasi tutte le antenne adatte per la ricezione MF richiedono tensioni di alimentazione bilanciate. Nel caso di linea di trasmissione bilanciata, il segnale di antenna ad un terminale di entrata varia intorno al potenziale di terra di quantità eguali, ma sfasato di 180° rispetto al segnale all'altro terminale di entrata. Ciò va bene con l'uso di qualunque linea bilanciata di conveniente impedenza, ma, come detto sopra, provoca correnti propagantisi su linee sbilanciate del tipo cavo coassiale. Per evitare che correnti fluiscano sull'esterno dello schermo del cavo coassiale e per effettuare il trasferimento di impedenza dell'antenna (300 Ω) al cavo coassiale (72 Ω) occorre un balun (= balanced unbalanced = simmetrizzatore-dissimmetrizzatore). Il balun in molti casi è installato all'antenna fra un breve spezzone di linea bifilare 300 Ω ai terminali d'antenna e il cavo coassiale che va al ricevitore. Il complesso di antenna illustrato in fig. 10 sfrutta un balun per trasformare i 72 Ω dissimmetrici nei 300 Ω simmetrici dell'antenna. C'è una grande varietà di modi di costruire il balun, ma la maggior parte dei balun reperibili presso i rivenditori di materiale elettronico sono di tipo bifilare. Un balun con avvolgimento bifilare è un dispositivo a larga banda adatto a entrambe le bande TV e MF. Quando si sceglie un balun per l'impiego in un impianto con cavo coassiale, sono d'importanza tre cose fondamenteli: 1°) il balun deve essere capace di resistere alle condizioni ambientali, esattamente come la linea di trasmissione e l'antenna; 2°) deve coprire l'intera banda di frequenze di interesse; 3°) deve avere minime perdite d'inserzione entro questa banda di frequenze.

10. - DISTRIBUZIONE DEL SEGNALE

Alcune installazioni di antenne comportano prese nella casa per permettere di spostare il ricevitore. Pur non essendo questo un modo raccomandabile di installare l'impianto di antenna, ci sono molti fra noi che trovano che un simile sistema di distribuzione è una necessità.

Quando si acquistano scatole di derivazione o prese per un impianto siffatto, si raccomandano spesso scatole « anti effetto-spezzone ». Una linea di trasmissione aperta messa in parallelo alla linea di alimentazione principale non deve essere riguardata precisamente come una linea aperta al punto dove si collega alla linea di alimentazione.

L'impedenza al punto di connessione, dipendente dalla lunghezza di questa linea messa in parallelo (nota col nome di stub = spezzone) può variare da infinito (circuito aperto) a zero (corto circuito) e può risultare una reattanza capacitiva o induttiva. Le scatole di derivazione anti effetto-spezzone sono prese di lunghezza estremamente breve allo scopo di minimizzare la reattanza additiva e per mantenere il punto di collegamento come se vi fosse un circuito aperto. L'inconveniente maggiore con questo tipo di sistema di distribuzione è che quando si fa un allacciamento in un punto che non sia l'estremo della linea, la rimanente linea di trasmissione si comporta come uno spezzone molto lungo. Il modo migliore per superare questa difficoltà è l'uso di ibridi per tutte le prese. Una quantità di scatole di derivazione disponibili in commercio sono in realtà ibridi inscatolati per installazioni di impianti di distruzione e si raccomandano caldamente per le loro caratteristiche di separazione fra i canali sfruttati e quelli non sfruttati.

11. - AMPLIFICATORI

Gli amplificatori montati sull'asta di sostegno e all'interno sono stati recentemente riguardati come la soluzione alla maggior parte dei problemi di ricezione. Qui vogliamo dire poco intorno ad essi, salvo considerare alcuni fatti fondamentali circa la loro relazione col sintonizzatore col quale devono funzionare. Quando un sintonizzatore assolve pienamente la sua funzione limitatrice, il rapporto segnale/disturbo del sintonizzatore stabilisce il campo dinamico, cioè il minimo segnale che il ricevitore può accettare. La sezione principale del ricevitore che influenza maggiormente tale rapporto, è il gruppo RF di entrata.

L'amplificatore RF in questa parte del ricevitore è generalmente un nuvistor montato in circuito cascode, o un tubo a griglia a quadro, o un circuito a transistori con transconduttanza estremamente alta. I preamplificatori da premettere all'ingresso del ricevitore usano gli stessi tubi dei più moderni ricevitori e quindi hanno la stessa cifra di rumore dei sintonizzatori. Per questa ragione l'amplificatore nulla può fare per migliorare il rapporto segnale/disturbo, quando il ricevitore è prossimo alla saturazione.

Ma l'amplificatore, naturalmente, non è previsto per l'uso con segnale forte abbastanza per saturare il ricevitore.

Riferendoci alla curva di rumorosità di un tipico ricevitore appare evidente ciò che l'amplificatore può fare per noi.

Con segnali che normalmente appaiono nel basso della curva, l'aumento della tensione di entrata, prodotto dall'amplificatore, sposta il punto di lavoro più oltre sulla curva ed aumenta perciò la silenziosità del ricevitore. Il costo che si deve sopportare per ottenere ciò, è che resta fissato il rapporto segnale/disturbo del preamplificatore.

Il miglior modo di utilizzare un preamplificatore è di trovare un metodo di escluderlo dall'impianto di antenna quando c'è un segnale sufficiente a saturare il ricevitore senza preamplificatore. Il disturbo è allora generato soltanto dal gruppo RF d'ingresso del ricevitore. Coi vecchi ricevitori, che non impiegano tubi con griglia a quadro, o di grande transconduttanza, un preamplificatore può essere realmente di aiuto in ogni caso, perchè la sua figura di rumore è probabilmente migliore di quella del vecchio ricevitore. La sola cosa, contro la quale bisogna ben tenersi in guardia è che l'aumento del segnale disponibile al ricevitore e proveniente dal preamplificatore può ben sovraccaricare gli stadi RF del ricevitore e provocare distorsione d'intermodulazione.

12. - PAROLE PER IL SAGGIO

Ognuno si fa dei preconcetti su certe cose, quando gli vengono presentate, sia per contatto diretto, sia attraverso informazioni pubblicitarie, o scritti, o in altre forme. Tali preconcetti frustrano gravemente la nostra capacità di valutare la cosa obiettivamente, col risul-

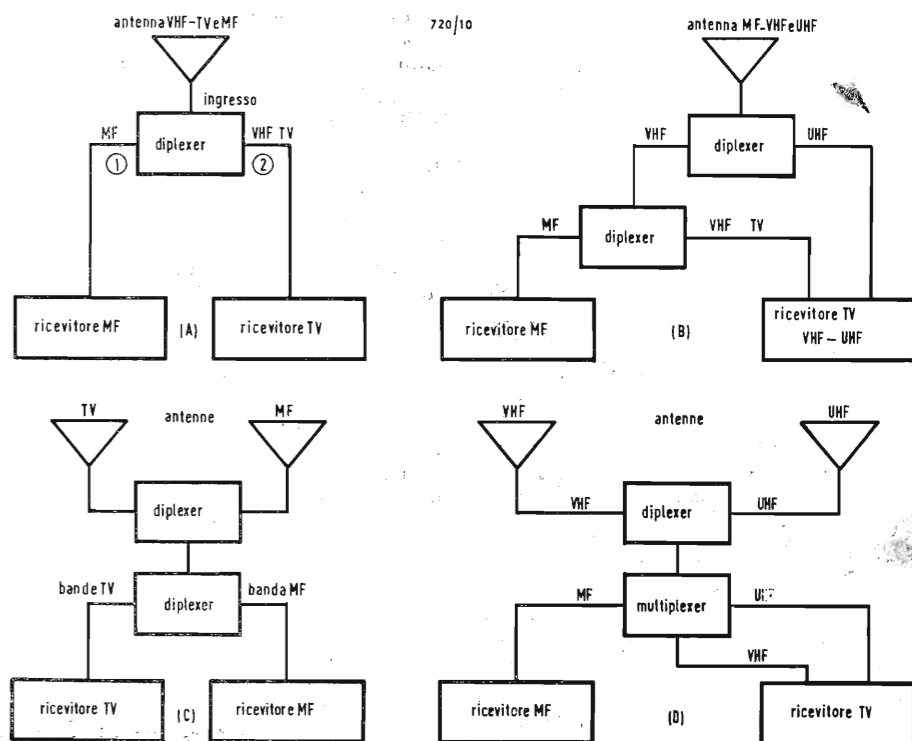



Fig. 8 - Usi caratteristici del diplexer e del multiplexer.
a) Questo diplexer ha un filtro passa banda MF all'uscita (1) ed un filtro taglia banda MF all'uscita (2).
b) Il diplexer superiore ha un filtro passa basso per VHF e un filtro passa-alto per UHF; il diplexer inferiore funziona allo stesso modo del diplexer di fig. 8a).
c) Si può usare un diplexer applicato alle antenne per combinare i segnali in un'unica linea di trasmissione. Un analogo diplexer viene applicato ai ricevitori per scomporre i segnali nelle componenti originali di frequenza.
d) Il modo migliore di realizzare *b*; il diplexer è il filtro passa-alto applicato alla porta UHF e il filtro passa-basso applicato alla porta VHF. Nel multiplexer, MF è passa-banda, UHF sono passa-alto, e VHF è passa-basso con taglio della MF.

720/10
antenna MF e UHF-VHF TV
spezzone di linea al diplexer montato sull'asta
linea bifilare non schermata 300 Ω a basse perdite
linea bifilare schermata 300 Ω
diplexer
VHF
UHF
MF
diplexer
VHF
UHF
ricevitore MF
ricevitore TV

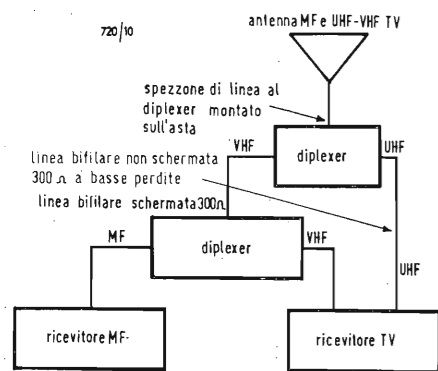



Fig. 9 - L'installazione di un diplexer sull'albero di sostegno permette l'uso di linee di trasmissione ottime per ciascuna banda di frequenze. Le linee non schermate devono essere accuratamente montate per evitare degradazione dei segnali in seguito a disadattamento d'impedenze.

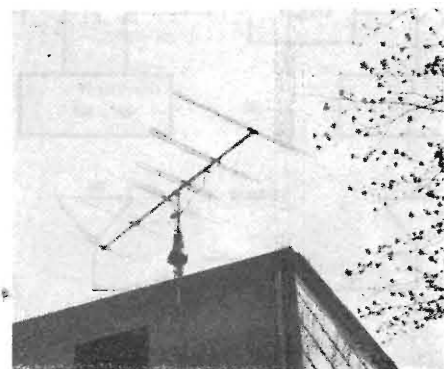



Fig. 10 - Tipica cortina Yagi-Uda a 6 elementi con linea a due fili installata sopra un rotatore. La linea di trasmissione è un cavo coassiale 72 Ω RG59/U. La scatoletta collocata sull'asta fra il rotatore e l'antenna è un balun. La linea di trasmissione fra il balun e l'antenna è una linea bifilare ben intrecciata da 300 Ω.

tato che una buona decisione tecnica è spesso dovuta solo al caso. Una gran parte di incertezza può essere eliminata e sostituita a ragion veduta per una conveniente decisione, se vi mettete in contatto coi vari fabbricanti di antenne MF e ricercate dati tecnici delle particolari antenne, che vi interessano.

Non c'è ragione che una Casa fabbricante di antenne non debba fornire a chiunque dati di guadagno, larghezza del fascio direttivo e caratteristiche dei lobi secondari, per un'antenna alla quale un utente potenziale è interessato. Il fabbricante deve ricavare questi dati nel corso del suo programma di realizzazione di un'antenna e dovrebbero essere facilmente disponibili come lo sono la risposta in frequenza, la potenza di uscita e i valori di distorsione per un amplificatore. Oseremmo dire che nessuno di noi si avventurerebbe ad acquistare un amplificatore senza almeno quei dati. Così è logico non avere simpatia per quelle ditte che, su richiesta, non possono fornire queste informazioni tecniche.

La maggior parte dei fabbricanti avvicinati nell'intento di accumulare informazioni per questo articolo ci sono stati grandemente utili nel fornire informazioni tecniche pertinenti intorno ai loro prodotti. Ancora una parola circa i pregiudizi creati dalla pubblicità: se vedete un manifesto che dice che un'antenna è frutto di uno studio speciale, o che è estremamente a larga banda, o di alto guadagno, non dovete automaticamente ritenere che quell'antenna possieda queste caratteristiche entro l'intero campo di frequenze nel quale desiderate usarle. Mentre le antenne log-periodiche correttamente progettate sono radiatori veramente a larga banda, una di queste antenne erroneamente realizzata presenterà caratteristiche che possono essere del tutto insoddisfacenti anche per funzionamento con bande strette. Le Yagi sono antenne ad alto guadagno, ma, anche qui, se un'Yagi non è accuratamente progettata, può avere un grave disadattamento d'impedenza e presentare variazioni di guadagno nello spettro di frequenza che interessa. Ogni progetto di antenne comporta una quantità di « taglia e ricuci » della vecchia tecnica. Ciò, poi, costa denaro e nello sviluppo di un'antenna è perfettamente possibile che i tagli e i rammendi comincino a mangiarsi una parte considerevole dei margini, facendo sì che l'ultimo quarto di banda, che non era stato adattato molto bene, non sarà mai adattato molto bene. Ciò che vogliamo dire con questo è « esci e chiedi informazioni », cioè datti da fare per avere informazioni precise e dettagliate.

Questo ultimo scorcio dell'articolo è giusto il posto per consigli vari, che sono stati dimenticati o che non hanno trovato posto prima. Per es., quando si acquista un rotatore, quelli completamente automatici costano in realtà solo 3 o 5 mila lire in più di quelli semiautomatici ad onta della fortissima differenza fra i loro prezzi di listino. Gli automatici sono generalmente più precisi di quelli semiautomatici, il che li rende un miglior acquisto. Come informazione basilare sull'unità rotatrice stessa, vi consigliamo di considerarne una che abbia la maggior capacità di coppia.

La maggior parte delle antenne di TV non daranno una ricezione MF soddisfacente, perchè spesso sono fatte in modo da non accettare la banda MF e nella maggior parte dei casi non sono progettate con l'idea di ricevere questa banda. Eccezioni notevoli sono alcune nuove antenne log-periodiche. Ma conviene che richiediate informazioni ad un fabbricante di queste antenne circa la loro prestazione nella banda MF.

Certe cortine di dipoli log-periodiche sono dispositivi armonicamente studiati, che hanno un piccolo guadagno nella regione fra le bande bassa e alta di TV-VHF ed è in questa regione che si trova la banda MF.

L'esperienza sulle installazioni coi tre tipi di linee di trasmissione precedentemente trattati ha portato alla conclusione che, normalmente, la linea bifilare schermata sia la migliore da usare in MF.

Questo è una specie di pregiudizio. In pratica, poichè lo schermo è attualmente integrato col rivestimento esterno in vinile, è difficilmente flessibile e perciò alquanto più difficile da installare rispetto agli altri tipi. Allora, dopo averla installata, e mentre state ascoltando una trasmissione, e si manifestano disturbi di accensione di motori, vi meraviglierete probabilmente che tutta la fatica e i soldi spesi siano stati sprecati, se la linea non fa il suo dovere.

Bene, in molti casi l'antenna stessa capta le scintille d'accensione e non c'è modo, colle attuali conoscenze tecniche, di schermare un'antenna e di farla funzionare in pari tempo. Ad ogni modo, il preconcetto sulla linea di trasmissione è basato sull'esperienza e non soltanto su chiacchiere della stampa pubblicitaria.

13 .- CONCLUSIONE

Per evitare di riassumere questo articolo usando altre parole, riportiamo la tabella 3, che costituisce un compendio di varie caratteristiche degli impianti di antenna e di tipiche guide, che possono aiutare nella scelta e nell'installazione di componenti per un buon impianto di antenna MF. Scegliete accuratamente le parti del vostro impianto: per fare ciò vi occorrerà un considerevole lasso di tempo.

Dopo aver fatto la scelta, installate il tutto con molta cura e con molta attenzione.

A

dott. ing. A. Turrini

Preamplificatore - amplificatore stereofonico allo stato solido*

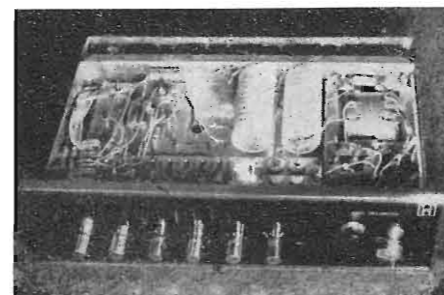



Foto 1 - L'amplificatore RD520 estratto dal mobile.

Foto 2 - Vista dell'amplificatore RD520.

L'elemento di base della catena di alta fedeltà RD520 realizzata da Ribet-Desjardins, è un amplificatore completamente a transistori capace, tra le altre prestazioni, di fornire in regime permanente la potenza modulata di 14 $W_{eff.}$ per canale fra 25 Hz e 15 kHz con un tasso medio di distorsione minore dell'1% in media.

L'apparecchio, grazie ad un preamplificatore correttore incorporato, è atto ad essere collegato a sorgenti di modulazione varie, come fonorivelatori magnetici o piezoelettrici, sintonizzatori MA-MF, magnetofoni ecc....

Viene generalmente impiegato unitamente a due diffusori acustici tipo 530 (40 litri) o RD535 (70 litri) previsti per l'impedenza normale di carico di 4 Ω. Questi diffusori hanno una curva di risposta, che va da 30 Hz a 16 kHz e capaci di accettare la potenza massima modulata di 20 W.

1. - LE ENTRATE - IL PREAMPLIFICATORE CORRETTORE

Le entrate « modulazione » sono in numero di quattro, disposte sul lato posteriore dell'apparecchio. Impiegano prese normali D.I.N. e sono così suddivise:

Fonorivelatore – in posizione magnetico la sua sensibilità è 3,5 mV, l'impedenza di entrata, in tal caso, è 40 kΩ. Si noti che, in questo caso, la risposta in frequenza del preamplificatore correttore associato è conforme allo standard R.I.A.A. In posizione « piezo » la sensibilità è 500 mV, l'impedenza di entrata è 1 MΩ e la curva di risposta del preamplificatore è lineare;

Magnetofono – la presa corrispondente a questa entrata è in realtà a doppio uso. Da un lato, si presta ad alimentare l'amplificatore per mezzo di segnali di modulazione prelevati ad esempio all'uscita di un magnetofono usato per la riproduzione di nastri magnetici; in questo caso, la sensibilità è di 360 mV, con un'impedenza di entrata di 1 MΩ. La risposta in frequenza è lineare. Dall'altra parte, grazie alla filatura adottata, permette il collegamento ad un magnetofono usato, ad esempio, per registrare, durante un'audizione, i segnali di provenienza sia della presa « fono », sia della presa « radio », sia infine della presa « ausiliare ». Si noti che la regolazione del guadagno disposto sull'apparecchio resta senza effetto sul livello di uscita dei segnali disponibili ai morsetti dei contatti ad hoc di questa presa;

Radio – questa presa corrisponde ad un'entrata a basso livello (36 mV). È generalmente destinata ad essere utilizzata in unione col sintonizzatore MA-MF « RD525 » pure fabbricato da Ribet-Desjardins, o con qualsiasi altra sorgente di modulazione di uguali caratteristiche. L'impedenza di entrata è, in questo caso, 100 kΩ e la curva di risposta è lineare;

Ausiliare – le caratteristiche di questa entrata sono uguali a quelle dell'entrata « magnetofono », cioè sensibilità = 360 mV, impedenza di entrata = 1 MΩ, risposta lineare in frequenza.

Queste varie entrate sono applicate al preamplificatore correttore costituito da T_1 e T_3 (fig. 1) per mezzo di un connettore a tastiera disposto sul pannello frontale dell'apparecchio. Il dettaglio delle commutazioni è dato nella parte sinistra del disegno di fig. 1. Riferendosi a questa, si constata che, nel caso dell'entrata fono magnetico, selezionata premendo a fondo il tasto corrispondente, i segnali applicati alla presa P_1 vengono inviati, attraverso i contatti a_1 e a_2 direttamente sulla base di T_1. Contemporaneamente i contatti d_2 e d_3 vengono stabiliti e si stabilisce un circuito di controreazione selettiva di tipo R, C, fra il collettore di T_3 e l'emettitore di T_1. In queste condizioni, la curva di risposta in frequenza del preamplificatore correttore (T_1 e T_3) è all'incirca conforme alla curva standard R.I.A.A., il che permette, usando un fonorivelatore di tipo magnetico, di effettuare la indispensabile correzione della caratteristica di incisione delle registrazioni fonografiche.

In tutti gli altri casi di uso (fonorivelatori piezoelettrici, radio, magnetofono e ausiliare) la rete di controreazione messa in circuito dai contatti d_2 e d_3 viene esclusa; essa viene invece sostituita da una semplice resistenza R_8, che permette di stabilire una controreazione aperiodica, e per questo fatto, una risposta in frequenza lineare del complesso di preamplificazione T_1 e T_3.

La regolazione della sensibilità (e in conseguenza dell'impedenza di entrata) si effettua così molto semplicemente, e in funzione delle varie entrate, mettendo in serie (fra la presa considerata e la base di T_1) la sola resistenza R_1 (caso

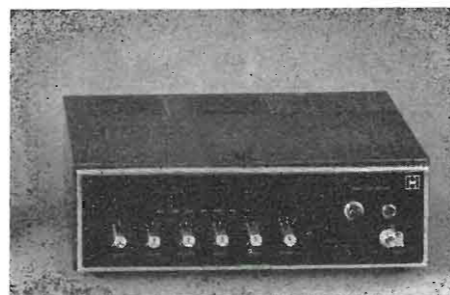
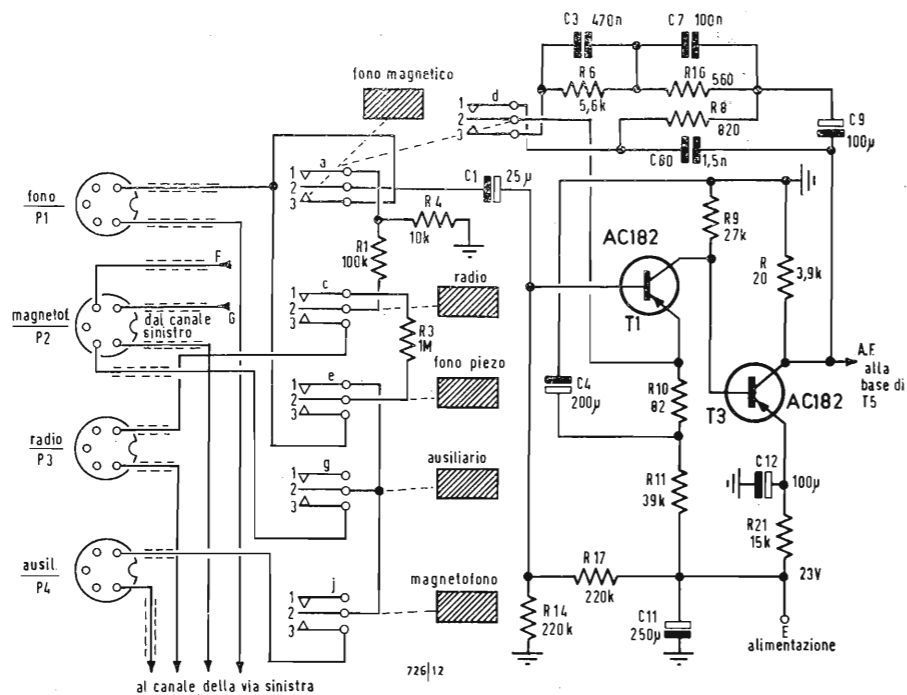



Fig. 1 - Particolare delle commutazioni e dei circuiti del preamplificatore-correttore.

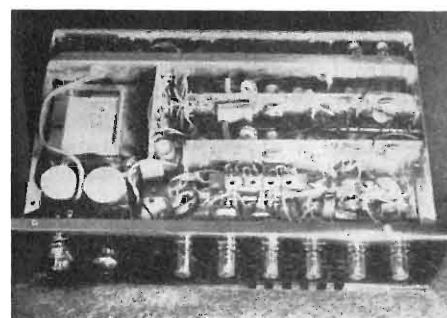



Foto 3 - L'apparecchio visto di sotto.

dell'ingresso « radio », contatti c_2 e c_3), ovvero la resistenza R_3 per il caso dell'ingresso « fonopiezo » (contatti e_2 e e_3), dell'ingresso « magnetofono » (contatti g_2 e g_3), o infine dell'ingresso « ausiliare » (contatti $_{52}$ ed $_{53}$).

2. - IL SECONDO PREAMPLIFICATORE E GLI STADI CORRETTORI DI FREQUENZA

I segnali disponibili sul collettore di T_3 previamente amplificati ed eventualmente corretti in frequenza, vengono trasmessi ad un secondo complesso di amplificazione (fig. 2), che fa ricorso a T_5 e T_7, il montaggio dei quali è analogo al precedente. È così che T_5 e T_7 sono anch'essi, accoppiati fra loro con collegamento diretto; inoltre, ad essi è applicato un forte tasso di controreazione destinato ad un tempo a ridurre le dispersioni di caratteristiche circuitali e a diminuire contemporaneamente le distorsioni armonica e d'intermodulazione.

La controreazione viene qui stabilita dalla resistenza R_{33} disposta in serie fra il collettore di T_7 e l'emettitore di T_5, al quale è connesso un circuito costituito da C_{16}, R_{36} e dal potenziometro P_1; quest'ultimo, permettendo di modificare il tasso di controreazione applicata al preamplificatore, viene usato anche come controllo di bilanciamento. La sua efficacia è di ± 4 dB. Prelevati sul collettore di T_7, ai capi della resistenza R_{40}, i segnali di bassa frequenza raggiungono da una parte la presa « magnetofono » (uscita al punto G), dall'altra parte la base di T_9, dopo aver previamente attraversato un filtro passa-basso, i potenziometri di regolazione dei bassi e degli acuti (P_2 e P_4), due connettori (K_3 e K_4) e il potenziometro di volume P_6.

Selezionati da un commutatore rotativo (K_1 e K_2), gli elementi del filtro passa-basso (la cui seconda metà si trova al livello di T_{11}) sono dedicati all'attenuazione delle frequenze superiori dello spettro sonoro. Quando le sezioni K_1 e K_2 sono come rappresentate in fig. 2, il complesso è escluso dal circuito; nessuna attenuazione viene apportata alle alte frequenze. Invece quando il contatto è stabilito in (1), L_1 e C_{33} (associati a L_3 e C_{55}) permettono di ottenere un'attenuazione di 3 dB a 9 kHz. Si noti che la resistenza R_{45} si oppone ad una irregolarità nella curva di risposta; oltre 9 kHz, l'attenuazione misurata è di circa 12 dB/ottava.

Quando si stabilisce il contatto in (2), C_{31} viene messo in parallelo a C_{33} (e C_{53} con C_{55}), il che dà luogo ad un'attenuazione di 3 dB a 6 kHz, con oltre questa frequenza, un'attenuazione minima di 12 dB/ottava.

La correzione del timbro è ottenuta in un modo del tutto classico, per mezzo dei potenziometri P_2 e P_4, l'azione dei quali consente una variazione di ± 10 dB a 100 Hz e a 10 kHz.

All'uscita dei controlli di tono, i segnali di bassa frequenza, passano attraverso al contattore invertitore K_3, la cui manovra effettua l'inversione dei canali, (il canale sinistro passa a destra e vice-

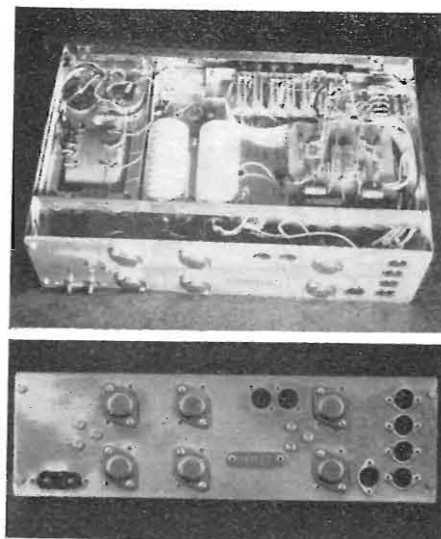



Foto 4 - Tutti i transistori di potenza sono montati sul pannello posteriore dell'amplificatore, pannello che viene sfruttato anche come radiatore. Tutte le prese di collegamento sono tipi conformi alle norme D.I.N.

versa) e attraverso K_4, che permette eventualmente la messa in parallelo delle due vie (caso dell'ascolto in monofonia) con lo stabilirsi dei contatti L_2 ed L_1.

La regolazione del guadagno si effettua dopo il passaggio attraverso tutti questi circuiti e al livello di P_6 disposto prima del secondo amplificatore di tensione costituito da T_9 e T_{11}, il circuito dei quali è simile a quello dello stadio precedente e l'uscita dei quali è in serie con la seconda sezione del filtro passa-basso commutata da K_2. Sola variante al circuito: la presenza di un circuito collegato all'emettitore di T_9 e previsto per iniettare sul canale destro i segnali prelevati dall'amplificatore di potenza del canale sinistro (punto X'), segnali preventivamente applicati, grazie alla presa « eco », ad un'unità di riverberazione meccanica esterna di tipo Hammond, il cui effetto può essere dosato con P_8.

2. - L'AMPLIFICATORE DI POTENZA E L'ALIMENTATORE

Cinque transistori (4 p-n-p e 1 n-p-n) vengono usati in ciascuno dei due amplificatori di potenza dell'RD520.

Lo schema particolareggiato del circuito è dato in fig. 3. Il transistore T_{13} costituisce lo stadio di entrata: la sua base riceve i segnali applicati in (J) e provenienti dal collettore di T_{11} (fig. 2) attraverso i circuiti del filtro passa banda commutato da K_2.

Sempre a proposito di T_{13}, si noti che è al livello di questo stadio che si effettua (per mezzo della resistenza regolabile R_{96}) la regolazione del punto di lavoro dei transistori di potenza (STF213) T_{19} e T_{20}. Si precisa che la resistenza CTN (R_{89}) disposta in serie nel circuito di collettore di T_{13} è fissata al radiatore stesso (costituito dal fondo del telaio dell'apparecchio) dei transistori di potenza e disposti nelle immediate adiacenze di questi ultimi. Grazie alla CTN, la corrente di collettore di T_{19} e T_{20} risulta automaticamente regolata in funzione della temperatura di funzionamento.

Il collegamento allo stadio sfasatore a simmetria complementare, che mobilita un p-n-p (SFT367) ed un n-p-n (SFT377) è di tipo ad accoppiamento continuo, il collettore di T_{13} è infatti collegato direttamente alle basi di questi due transistori (dato il basso valore di R_{89}, si può infatti ammettere che la caduta di tensione sulla base di T_{15} sia identica a quella esistente al livello di T_{16}). I segnali di uscita sfasati di 180° e destinati ad alimentare i transistori del sistema controfase-serie di uscita, vengono rispettivamente prelevati ai capi delle resistenze R_{97} e R_{98}, funzionanti da carichi di emettitori di T_{15} e T_{16}. Ancora qui, il collegamento alle basi dello stadio successivo (T_1

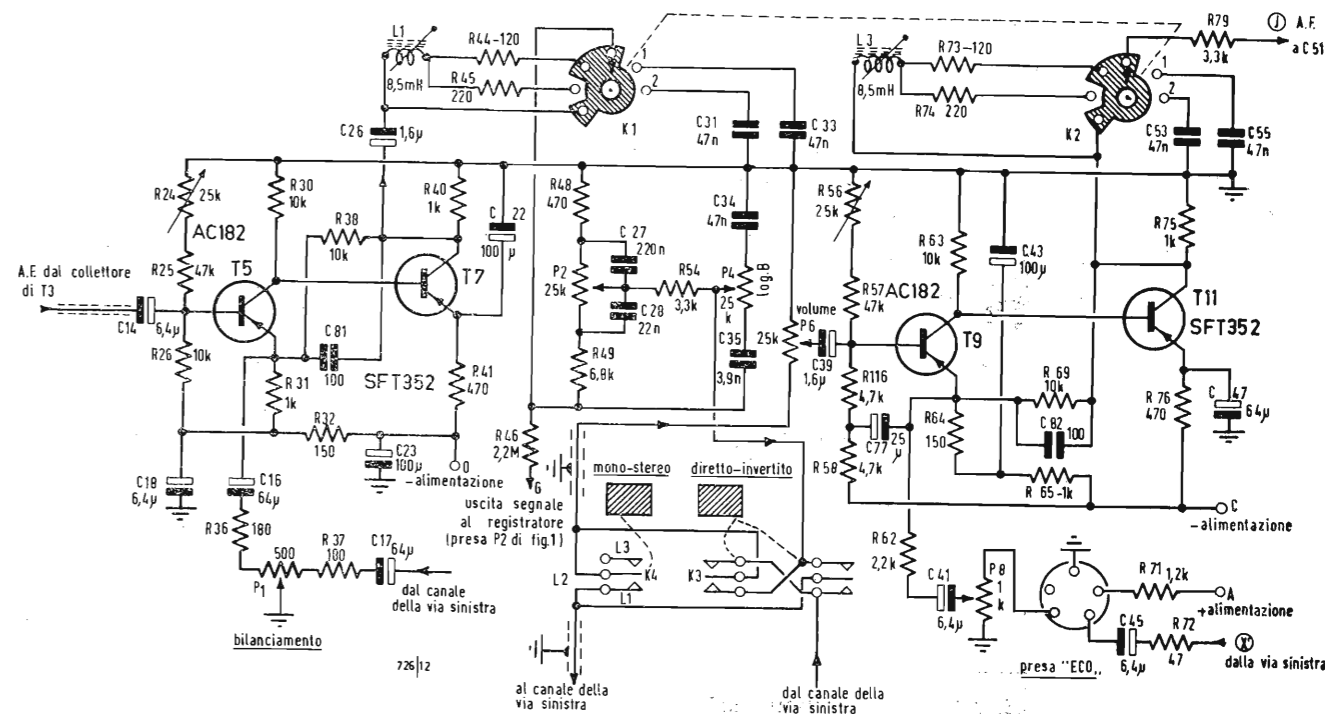



Fig. 2 - I circuiti correttori del timbro sono disposti fra T_7 e T_9, quest'ultimo è parimenti impiegato per amplificare i segnali di provenienza da un'unità di riverberazione.

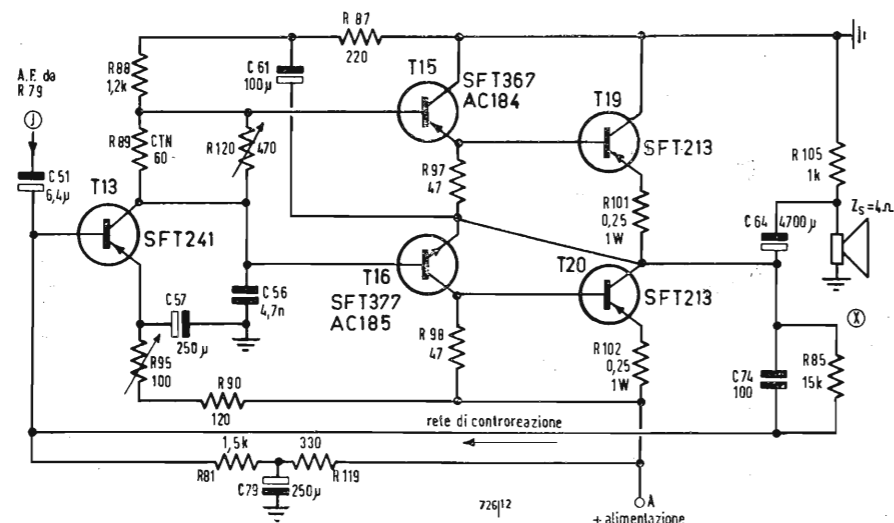



Fig. 3 - L'amplificatore di potenza impiega un controfase-serie di 2 × SFT213.

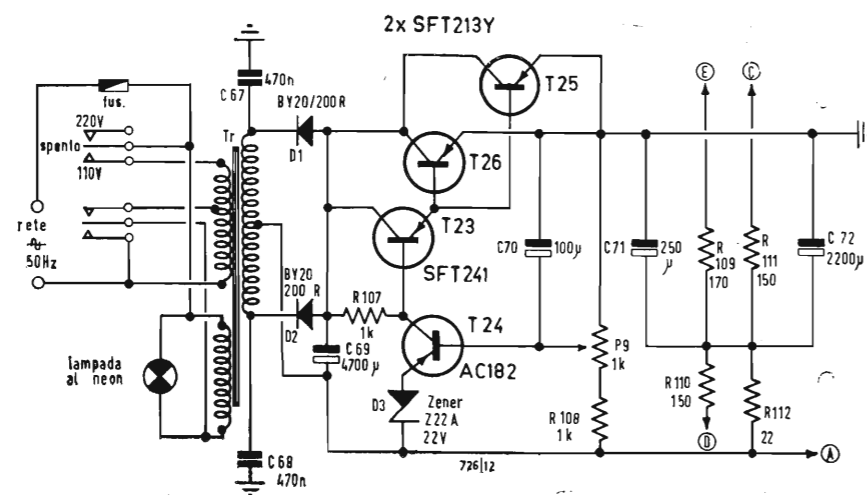



Fig. 4 - Un alimentatore regolato fornisce le varie tensioni necessarie al funzionamento dell'apparecchio.

Caratteristiche

Entrata fonorivelatore	3 mV; 40 kΩ (magnetico) 500 mV; 1 MΩ (piezo)
Entrata magnetofono	500 mV; 1 MΩ
Entrata audio	36 mV; 100 kΩ
Entrata ausiliaria	360 mV; 1 MΩ
Uscita registratore	100 mV; 1 MΩ
Potenza di uscita max (per canale)	14 W_{eff} fra 25 Hz e 15 kHz
Distorsione armonica	= 1 % fra 20 Hz e 10 kHz a 10 W

e T_{20}) è effettuato in continua. Si noti la presenza, in serie coi circuiti di emettitori di questi transistori, delle resistenze di stabilizzazione (e di protezione) R_{101} e R_{102}. Al punto comune di queste si prelevano, attraverso un condensatore di forte valore (470 μF) i segnali destinati all'eccitazione dell'altoparlante, la cui impedenza ottima è 4 Ω. Partendo da questo stesso nodo, una rete di controreazione, reintroduce, in opposizione di fase, sulla base di T_{13}, una frazione di segnali disponibili all'uscita dell'amplificatore.

Questa maglia di controreazione comporta, in serie, un gruppo correttore (C74, R85) destinato a migliorare la prestazione del circuito alle frequenze più alte; in tal modo non c'è da temere alcuna instabilità circuitale durante il funzionamento.

L'alimentazione degli stadi di potenza si fa con una tensione di circa 28 V applicati al punto *A*. Questa tensione, debitamente regolata, è formata dallo schema di fig. 4, caratterizzato ad un tempo da una debolissima resistenza interna (indispensabile nel caso di amplificatori che lavorano in classe *B*) e da un tasso di ondulazione residua ridottissimo.

Raddrizzate da due diodi al silicio (D_1 e D_2) le tensioni alternate apparenti ai capi del secondario del trasformatore T_1 vengono applicate ai due transistori di potenza T_{25} e T_{26} connessi in parallelo e disposti in serie al polo meno dell'alimentatore. Questi transistori sono comandati da T_{23} e T_{24} montati in cascata e il poro punto di funzionamento è fissato per mezzo del diodo zener D_3. La base di T_{24} è collegata, attraverso P_9, ad uno dei punti di uscita dell'alimentatore: a questo modo, qualunque variazione della tensione continua presente all'uscita del circuito, viene controbilanciata, attraverso T_{24} e T_{23}, dai transistori di potenza T_{25} e T_{26}, dei quali la modificazione della resistenza interna ha luogo

Fig. 6 - Tasso di distorsione armonica rilevata a frequenza costante e a potenza di uscita variabile.

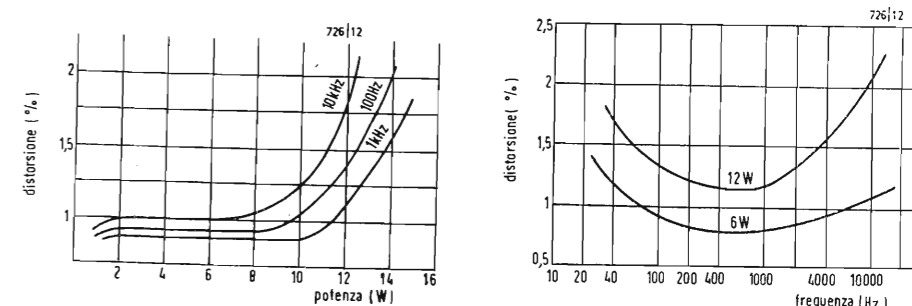



Fig. 7 - Curve di distorsione in funzione della frequenza.

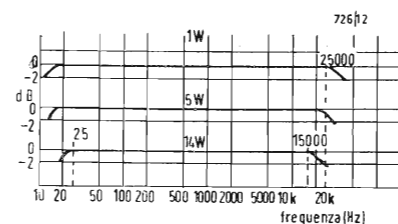



Fig. 5 - Risposta ampiezza/frequenza degli amplificatori di potenza a 1 W, 5 W e 14 Weff.

istantaneamente in un senso, o nell'altro, secondo la variazione di tensione verificatasi. Si precisa, per terminare, che C_{70} è qui impiegato per applicare alla base di T_{24}, la totalità della componente alternata presente all'uscita del circuito (per qualsiasi posizione di P_9) e ottenere così una miglior compensazione.

4. - MISURE E PROVE

Misure eseguite in laboratorio hanno permesso di verificare *in vivo* le prestazioni reali dell'amplificatore RD520.

Senza dilungarci sulle cifre relative alla sensibilità, diciamo che esse sono in tutto conformi a quelle date dal fabbricante. In tutti i casi, la riserva di sensibilità è notevolissima, anche quando si ha a che fare con fonorivelatori di bassa uscita. A questo proposito, si è rimasti piacevolmente sorpresi dalla bontà del rapporto segnale disturbo (65 dB circa). Riguardo alla risposta potenza frequenza dell'amplificatore, i risultati sono onorevolissimi. Infatti si sono potuti ottenere, su carico resistivo di 4 Ω, la potenza modulata di 14 Weff (a 0 dB) nella gamma da 25 Hz a 15 kHz (fig. 5). Ben inteso, a potenza minore, la curva di risposta si allarga abbastanza rapidamente; a 1 W è lineare da 20 Hz a 25 kHz. Si fa presente che parimenti i risultati sono stati confermati dall'esame oscillografico dei segnali sinoidali di uscita, i quali (alle diverse potenze misurate) non hanno presentato alcuna distorsione dovuta al raccordo delle caratteristiche.

Si è poi provata la distanza armonica, le prove essendo state effettuate, da una parte, a frequenza costante e a potenza variabile (fig. 6), dall'altra parte a potenza costante e a frequenza variabile (fig. 7). I risultati, come si può constatare, sono eccellenti, il tasso totale di distorsione rimane inferiore all'1%, alla potenza normale di ascolto. Ultima prova: l'esame con l'onda rettangolare. I nostri lettori sanno come tale prova sia ricca di informazioni, perchè mette immediatamente in evidenza le distorsioni di fase, la banda passante e la stabilità dell'amplificatore. Rilevati rispettivamente a 40 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz e 10 kHz, gli oscillogrammi qui riprodotti « parlano » da soli e vengono in qualche modo a confermare i risultati precedenti delle misure. Arriviamo, per finire, alle prove di ascolto. Protratte lungamente, queste ultime hanno permesso di apprezzare la reale qualità dell'amplificatore RD520 e la comodità d'uso dei suoi vari comandi. Piacevolmente presentato, dotato di una potenza apprezzabile, questo amplificatore a transistori può, senz'alcun dubbio, essere considerato come un'ottima realizzazione tecnica. A questo titolo, merita dunque di fermare l'attenzione dei melomani, come pure quella dei tecnici, che verranno certamente sedotti dalla semplicità delle soluzioni adottate e della loro efficacia. *A*

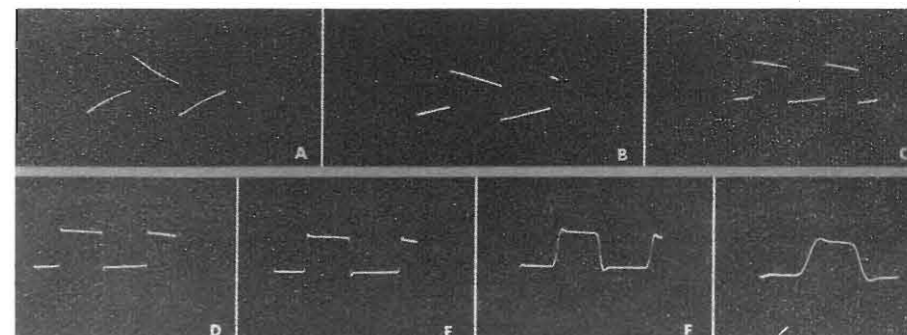



Fig. 8 - Controllo dell'amplificatore con l'onda quadra: *A*) 40 Hz; *B*) 100 Hz; *C*) 200 Hz; *D*) 500 Hz; *E*) 1 kHz; *F*) 5 kHz; *G*) 10 kHz.

Fernando Falletti - Agrate Brianza

D. - Ho inteso parlare di sistemi di rivelazione del colore, diversi dalla rivelazione sincrona, classica. Potreste esporne i principi?

R. - Accenneremo ad un'altra forma di rivelatore sincrono: il rivelatore per mescolazione, pure largamente usato nei ricevitori di TVC. Poi ricorderemo la rivelazione ad alto livello e la rivelazione simmetrica.

Rivelazione e miscelatore

Si tratta di un rivelatore di tipo moltiplicatore simile al convertitore di frequenza. In un comune convertitore mescolatore un segnale RF viene applicato ad una griglia di un tubo, mentre un segnale di un oscillatore locale viene applicato ad un'altra griglia dello stesso tubo; la corrente anodica è proporzionale al prodotto dell'ampiezza dei due segnali e contiene una componente a frequenza uguale alla differenza delle frequenze dei due segnali mescolati. E' questo il principio della supereterodina ben noto dalla comparsa del Pitecantropo.

In un rivelatore sincrono a miscelazione, il segnale RF è rappresentato dalla subportante di colore, mentre il segnale di riferimento funge da oscillatore locale. Questo processo è analogo al processo sincrodina, in cui la FI ha frequenza portante zero e fornisce direttamente le componenti di modulazione.

In fig. 1, un segnale di riferimento A sen $(\omega t + \varphi)$ è applicato alla griglia schermo di un mescolatore a tetrodo, mentre la subportante I cos ωt + Q sen ωt è applicata alla prima griglia; l'angolo φ di fase del segnale locale è riferito all'asse Q. Per quanto sopra detto, la corrente anodica i_a è proporzionale al prodotto dei due segnali.

$$(I \cos \omega t + Q \operatorname{sen} \omega t) A \operatorname{sen} (\omega t + \varphi) = k i_a \quad (1)$$

dove la costante k di proporzionalità dipende dalle caratteristiche del tubo. Ricordando le relazioni trigonometriche:

$$\operatorname{sen} \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} [\operatorname{sen} (\alpha + \beta) + \operatorname{sen} (\alpha - \beta)]$$

$$\operatorname{sen} \alpha \operatorname{sen} \beta = \frac{1}{2} [\cos (\alpha - \beta) - \cos (\alpha + \beta)];$$

ponendo $\alpha = \omega t + \varphi$ e $\beta = \omega t$;

la (1) diviene:

$$k i_a = \frac{A}{2} [I \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) + I \operatorname{sen} \varphi + Q \cos \varphi - Q \cos (2 \omega t + \varphi)] \quad (2).$$

Eliminando i termini di 2ª armonica 2 ω mediante un filtro passa basso, si ottiene:

$$k i_a = \frac{A}{2} (I \operatorname{sen} \varphi + Q \cos \varphi) \quad (3).$$

Ponendo nella (3) successivamente $\varphi = 90°$ e $\varphi = 0$, si ha:

$$k i_a = \frac{A}{2} I \quad (4) \quad \text{e} \quad k i_a = \frac{A}{2} Q \quad (4').$$

Ne segue che l'asse di rivelazione del rivelatore coincide con la fase del segnale di riferimento; allora, se si vuole per es. l'uscita (R-Y), la corrente anodica è proporzionale alla componente (R-Y), se si prende come fase di riferimento la fase del burst diminuita di 90° (cioè R-Y è sfasato di 90° in ritardo rispetto al burst).

Per l'uso di I Q, occorrono due rivelatori funzionanti a 90°, mentre per il funzionamento equibanda si devono usare tre rivelatori secondo gli assi (R-Y), (V-Y) e (B-Y). Tuttavia si possono usare diversi altri assi possibili, la scelta particolare dei quali dipende dal tipo di matrice, che segue il rivelatore; un esempio è già stato da noi illustrato trattando della rivelazione XZ.

Si noti che in un rivelatore a miscelazione l'uscita è proporzionale all'impiego del segnale di riferimento, di modo che qualsiasi variazione di questo segnale durante l'analisi di riga, può dar luogo ad un guadagno differenziale del rivelatore, che a sua volta genererebbe una variazione di saturazione da sinistra a destra dell'immagine.

Qui è illustrato un rivelatore sincrono con un tubo a 2 griglie, ma è chiaro che si potrebbe usare un triodo applicando alla griglia uno dei due segnali (solitamente la subportante di crominanza) e al catodo l'altro segnale (solitamente quello di riferimento).

Riprenderemo questo argomento al successivo paragrafo riguardante la rivelazione simmetrica, dopo aver discusso la rivelazione ad alto livello.

Fig 1 - Circuito di rivelazione a miscelatore.

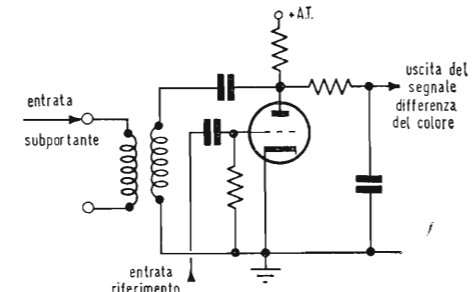



Fig. 2 - Rivelazione ad alto livello con triodo controllato.

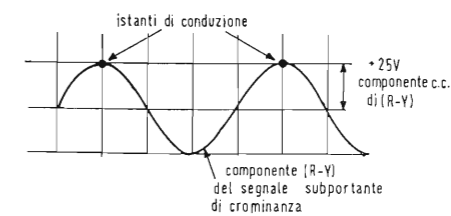



Fig. 4 - Forme d'onda della tensione anodica del triodo per componente (R—Y) negativa.

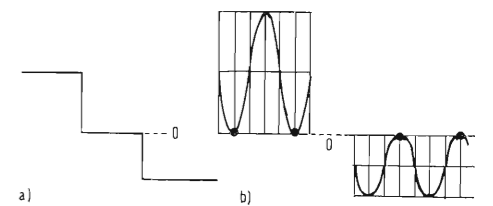



Fig. 5 - a) Segnale (R—Y) trasmesso; b) componente (R—Y) della tensione anodica del triodo (per il segnale disegnato in a).

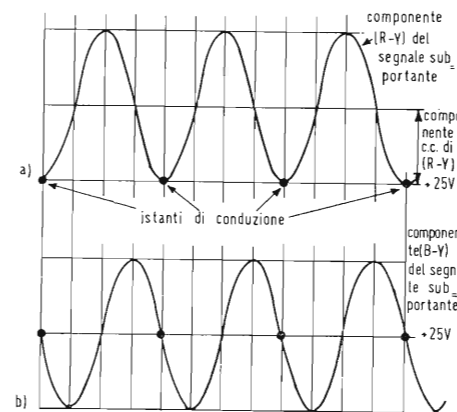



Fig. 3 - Forme d'onda della tensione anodica del triodo per componenti (R—Y) e (B—Y) positive.

Rivelazione ad alto livello di segnale

E' possibile semplificare il segnale subportante di colore in modo da ottenere all'uscita del rivelatore, un segnale di crominanza sufficientemente ampio per pilotare il cinescopio. Questo metodo di rivelazione ad alto livello può essere usato solo per il sistema economico equibanda, perchè, nei circuiti della matrice del sistema I, Q si verificano perdite eccessive.

Un tipo comune di rivelatore ad alto livello è quello a triodo controllato, che in sostanza è un raddrizzatore controllato di griglia, secondo la figura 2. Si applica tra catodo e anodo un segnale sottoportante di crominanza di ampiezza abbastanza grande, mentre il segnale di riferimento di fase costante è applicato alla griglia. La costante di tempo del circuito di griglia è assunta grande abbastanza per polarizzare il triodo in modo da avere un funzionamento in classe C con corrente di griglia, ma la resistenza di griglia è tenuta piccola, affinchè il triodo conduca fortemente durante le punte positive del segnale di riferimento. Quando il triodo è conduttivo, la tensione anodica è bassa, normalmente vale + 25 V circa, è praticamente indipendente dalla tensione di alimentazione, dalla resistenza di carico anodico e dal segnale applicato. Supponiamo che venga trasmessa un'area colorata avente una componente c.c. positiva di (R-Y). Allora la componente (R-Y) dell'onda di crominanza subportante è un'onda sinoidale di fase (R-Y), la cui ampiezza è $\frac{1}{1{,}14}$ volte la componente c.c.; questa onda sinoidale, insieme con l'onda sinoidale (B-Y), che può pure essere presente, viene applicata fra anodo e catodo del triodo. Se la fase del segnale di riferimento presente sulla griglia coincide con la fase di — (R-Y), cioè a 90° in anticipo rispetto alla fase del burst, l'anodo del triodo viene agganciato a + 25 V negli istanti nei quali l'onda sinoidale (R-Y) passa per un massimo negativo, come si vede in fig. 3a, dove i punti neri rappresentano gli istanti di conduzione del triodo. La tensione anodica è perciò un'onda sinoidale, i cui massimi negativi sono appoggiati ad un livello c.c. di + 25 V. Il filtro applicato all'anodo del triodo elimina l'onda sinoidale subportante e dà luogo ad un valore di tensione continua positiva proporzionale al segnale originale (R-Y) insieme con la tensione + 25 V di agganciamento.

E' importante notare che qualsiasi componente c.c. (B-Y), che possa essere presente, appare come un'onda sinoidale nel segnale anodico, ma questa onda è sfasata di 90° rispetto all'onda sinoidale (R-Y), di modo che negli istanti di conduzione, la componente (B-Y) è nulla, come indica la fig. 3b; perciò nell'uscita (R-Y) non c'è alcuna componente (B-Y).

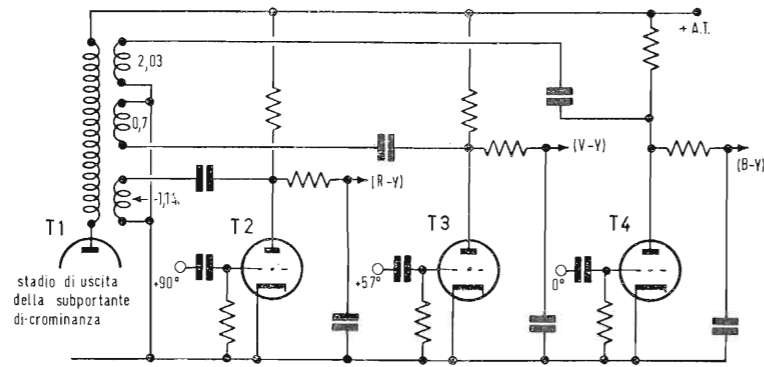



Fig. 6 - Decodificatore completo a 3 rivelatori. Le fasi dei segnali di riferimento sono misurate rispetto alla fase del burst.

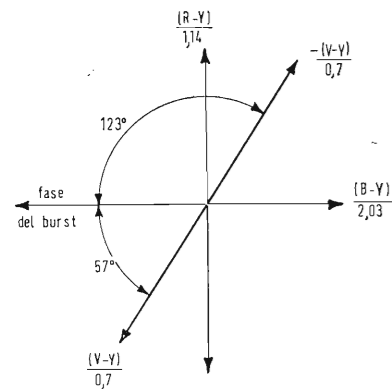



Fig. 7 - Assi di rivelazione (V—Y) e —(V—Y).

Se il segnale di crominanza contenesse una componente (R-Y) negativa, il processo di rivelazione sarebbe lo stesso, salvo che i tempi di conduzione si verificherebbero in corrispondenza dei massimi positivi dell'onda sinoidale (R-Y) di riferimento, perciò si otterrebbe una tensione c.c. negativa di + 25 V misurata rispetto al livello di agganciamento.

Questo caso è illustrato in fig. 4. Si noti che l'anodo del triodo può divenire fortemente negativo. Per es., se si trasmette una tinta ciano saturata, il valore normalizzato di (R-Y) è — 0,7,per cui, se il cinescopio richiede un segnale di pilotaggio di 100 V, il segnale differenza del rosso deve essere — 70 V.

Il processo di rivelazione ora descritto per componenti c.c. positiva e negativa, è valido per qualunque onda che venga trasmessa. Così, se il segnale (R-Y) è del tipo a scalini di fig. 5a, la componente (R-Y) del segnale subportante di crominanza all'anodo del triodo ha la forma indicata in fig. 5b, che, dopo filtraggio, fornisce di nuovo la forma d'onda originale di fig. 5a. Si constata che il rivelatore a triodo controllato ha un asse di rivelazione che è l'opposto della fase del riferimento applicato alla griglia. Nel caso sopra considerato, si ottiene la rivelazione secondo l'asse (R-Y) quando la fase di riferimento è — (R-Y). Ne segue che se si hanno tre diversi rivelatori alimentati con le fasi — (R-Y), — (V-Y) e (B-Y), si ottengono i desiderati segnali differenze del rosso, del verde e del blu.

Il circuito completo per un simile sistema è mostrato in fig. 6, in cui si ricavano i necessari guadagni di 1,14, 0,7 e 2,03 per i segnali differenza rosso, verde e blu, mediante l'uso di opportuni avvolgimenti del trasformatore di uscita.

Le fasi di riferimento richieste sono: — (R-Y), — (V-Y) e — (B-Y), corrispondenti rispettivamente a + 90°, — 123° e 0° misurati rispetto alla fase del burst. L'inconveniente della fase negativa — 123 V per il rivelatore del segnale differenza del verde, può essere eliminato invertendo l'avvolgimento del segnale differenza del verde e rivelando lungo l'asse + 57° rispetto al burst, come in fig. 7.

Il circuito di fig. 6 è un dispositivo molto utile perchè i triodi vengono usati come interruttori « aperto - chiuso » e le varie proporzioni dei segnali differenze di colore vengono ottenute dai secondari del trasformatore. Ci può però essere qualche difficoltà a generare un segnale pilota di sufficiente ampiezza per il rivelatore (B-Y), dato che in questo caso occorre il guadagno 2,03. Si può ovviare a questo inconveniente di alimentazione usando i rivelatori (R-Y) e (V-Y) e ricavando il segnale (B-Y) con una semplice matrice.

Infatti, poichè 0,3 (R-Y) + + 0,59 (V-Y) + 0,11 (B-Y) = 0, si ha — (B-Y) = 2,72 (R-Y) + 5,37 (V-Y). Quindi, se si sommano (R-Y) e (V-Y) nel rapporto 0,3/0,59, la somma è proporzionale a — (B-Y). Se questo segnale si fa con un semplice amplificatore, si ottiene la richiesta inversione di fase e il guadagno dell'amplificatore può essere regolato in modo da ottenere il corretto rapporto fra i segnali differenze di colori.

La fig. 8 mostra il circuito dell'amplificatore (B-Y), che fornisce (B-Y), dati che siano (R-Y) e (V-Y). L'equazione della matrice sopra riportata è soddisfatta regolando i valori di R_1 e R_2, per ottenere le corrette proporzioni di (R-Y) e (V-Y), mentre il segnale risultante (B-Y) viene invertito dall'amplificatore per ottenere la richiesta uscita (B-Y). Per il calcolo di R_1 e R_2 si deve considerare l'impedenza riflessa sulle placche dei rivelatori (normalmente tale impedenza vale 5 kΩ, ed è preferibile misurare la uscita (B-Y) e regolare R_1 e R_2 fino che si ottiene la corretta fase di rivelazione (B-Y), trascurando, per il momento, l'ampiezza dell'uscita (B-Y) relativamente a (R-Y) e (V-Y).

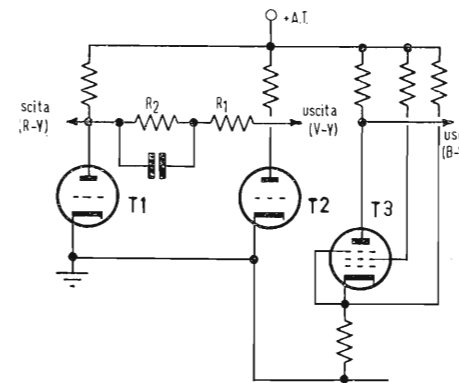



Fig. 8 - Matrice e amplificatore per ricavare (B—Y) da (R—Y) e (B—Y).

Questa regolazione della fase può essere fatta applicando un'onda sinoidale subportante di ampiezza costante , ma di fase variabile, nel canale di crominanza e notando la fase occorrente per ottenere il massimo di uscita (B-Y). Questa fase dovrebbe essere ritardata di 90° rispetto alla lettura della fase, che rende massima la uscita (R-Y), supponendo che le fasi relative (R-Y) e (V-Y) siano state scelte correttamente. Si può ottenere la giusta ampiezza relativa di (B-Y) regolando il carico anodico dell'amplificatore (B-Y). Il carico del catodo deve essere alquanto alto per dare una forte controreazione; per un tubo Z77 i carichi anodico e catodico devono essere 25 kΩ e 3,3 kΩ rispettivamente, con la tensione di alimentazione 400 V. Si noti che l'amplificatore (B-Y) è ad accoppiamento diretto.

Si può ottenere un miglioramento nella risposta ai transienti (B-Y) usando una piccola capacità disposta in parallelo a R_2 nella matrice.

Si deve anche notare che generalmente occorre ridimensionare i vari rapporti di segnali pilota, per tener conto delle dispersioni nei fosfori del tubo catodico e dei loro diversi rendimenti. Così, ad es., nel circuito di fig. 6, il segnale (V-Y) necessario può in realtà risultare 0,8 (V-Y), anzichè (V-Y). Se si usa una matrice per dedurre (B-Y), bisogna ovviamente tener conto delle esigenze di pilotaggio, nella sua progettazione.

La fig. 9 è lo schema di un tipico circuito di rivelazione ad alto livello, che impiega i rivelatori (R-Y) e (V-Y) con un amplificatore matrice (B-Y). Questo circuito è dovuto alla G.E. inglese per i suoi ricevitori della serie TT IV, e quindi è valido per il sistema TV a 405 righe ed è previsto per fornire i rapporti di pilotaggio di 1 a 0,875 e a 0,75 rispettivamente per il rosso, il verde ed il blu.

Nei circuiti anodici dei rivelatori (R-Y) e (V-Y) sono inserite bobinette di arresto RF per evitare oscillazioni parassite durante i periodi di segnali di griglia fortemente positivi; il filtraggio della subportante è ottenuto per mezzo di bobine di 1,5 mH che risuonano a 2,7 MHz. Le resistenze in serie di 3,3 kΩ evitano l'irradiazione di armoniche della sottoportante, che potrebbero altrimenti essere esaltate dagli stadi FI ed RF del ricevitore e venir riprodotte come figure a lisca di pesce. Bisogna ricordare che sugli anodi dei rivelatori sono presenti segnali subportanti di ampiezza di circa 100 V. La polarizzazione fissa c.c. per il controllo della luminosità di fondo è applicata mediante i dispositivi potenziometrici attraverso le re-

Fig. 9 - Rivelatore ad alto livello nei ricevitori serie TT IV della General Electric Co. inglese per standard TV a 405 righe.

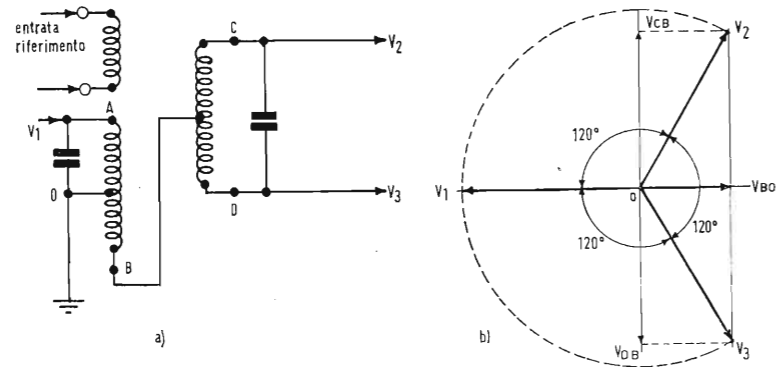



Fig. 11 - a) Circuito per la generazione delle tre tensioni V_1 V_2 e V_3 sfasate di 120°; b) diagramma vettoriale.

sistenze 0,27 MΩ; la resistenza di entrata c.c. alle uscite dei segnali differenza viene aumentata dalle resistenze 150 kΩ, fortemente disaccoppiate per mantenere una buona risposta in frequenza alle uscite. Si verificano perdite di componente c. c. dei segnali differenze attraverso i regolatori della luminosità di fondo, perdite che, in questo caso, sono al massimo di circa 4 dB.

La giusta azione di agganciamento dei triodi rivelatori è assicurata pilotando le griglie con un segnale di riferimento di notevole ampiezza (almeno 5 V di cresta), e con un generatore di bassa impedenza (500 Ω o meno).

Si osserva che nel rivelatore ad alto livello il segnale di riferimento non deve presentare discontinuità, benchè piccole, durante il tempo di incidenza del burst, altrimenti l'azione di agganciamento viene disturbata e gli anodi dei rivelatori impiegano vari microsecondi per riprendere il loro corretto potenziale di agganciamento. Questo effetto si manifesta con una zona colorata all'estremo sinistro dell'immagine e non deve essere confuso con la zona verde dovuta al burst e che compare quando la cancellazione dei ritorni di riga non è ben fatta.

Un altro effetto da tener presente è che se il segnale di riferimento viene meno ai rivelatori, i loro potenziali anodici aumentano proporzionalmente, perchè il circuito della matrice è ora disadattato, poichè le impedenze anodiche sono maggiori. L'equilibrio del bianco viene perciò distrutto. Se si usano tre rivelatori dei segnali differenze, l'effetto principale di togliere i segnali di riferimento è quello di dar luogo ad una variazione di luminosità. Ne segue che i segnali di riferimento devono essere applicati ai rivelatori anche quando il ricevitore è alimentato da un segnale in bianco-nero, se si vogliono evitare regolazioni di polarizzazione passando dalla ricezione in colore a quella in bianco-nero.

Rivelazione simmetrica

La rivelazione simmetrica trae profitto dal fatto che nella rappresentazione vettoriale dei tre assi differenze di colore (R-Y), (V-Y) e (B-Y), si possono disegnare tre assi di rivelazione come in fig. 10, che sono tra loro sfasati di 120° e ognuno di essi non differisce più di 15° rispetto alla fase di un asse differenza di colore. Perciò tre rivelatori agenti lungo gli assi sfasati di 120°, possono essere regolati in modo da fornire uscite molto vicine ai segnali differenze ricercati; si può introdurre una semplice matrice resistiva per regolare le uscite dei rivelatori in modo da ottenere praticamente i segnali differenze.

L'applicazione dei segnali di riferimento ai rivelatori può essere effettuata per mezzo del dispositivo a trasformatori di fig. 11a. Gli avvolgimenti secondari AB e CD sono lascamente accoppiati e sono accordati, di modo che la tensione fra B ed O sia in quadratura con le tensioni fra C e B, D e B, come si vede in fig. 11 b. Connettendo B alla presa centrale C e D, si ottengono le uscite di uguale ampiezza e sfasate di 120° V_1, V_2, e V_3, supposto che siano verificate le seguenti condizioni:

$$VBO = 0{,}5_1$$

$$VCB = VDB$$

$$VCB = 0{,}866\ V_1$$

La fig. 12 riproduce un circuito di rivelazione simmetrica per il sistema americano a 625 righe, della Hazeltine Research Corp. Il segnale subportante modulato, proveniente dall'amplificatore di crominanza, viene applicato alle griglie dei tre rivelatori a triodi, i catodi dei quali sono ritornati a massa attraverso il trasformatore sfasatore di 120°. Le resistenze di catodo di 100Ω hanno lo scopo di equalizzare le differenze di conduttanza dei tre triodi. Ciascun rivelatore lavora secondo il corrispondente asse, come indicato in fig. 10, il circuito matrice varia leggermente gli effettivi assi di rivelazione, in modo da ottenere le corrette uscite dei segnali differenze. La capacità 4,7 pF derivata sulla resistenza di 47 kΩ nell'entrata della matrice del segnale differenza verde serve a migliorare la risposta in frequenza del canale verde.

Le componenti a frequenza subportante, che compaiono agli anodi dei triodi vengono ottenute dalle trappole accordate in serie; la induttanza in serie in ciascuna uscita forma un filtro passa-basso insieme con la capacità distribuita e il carico capacitivo dovuto alle trappole, da un lato, e con la capacità distribuita e il carico capacitivo dovuto al tubo tricromico, dall'altro lato.

La polarizzazione fissa COC per la regolazione della luminosità di fondo viene applicata attraverso 1,5 MΩ a ciascuna uscita; la resistenza c.c. di entrata viene aumentata per mezzo delle resistenze 0,39 MΩ, perciò la tensione di polarizzazione d'ingresso che si deve applicare alle resistenze di 1,5 MΩ, non è eccessiva. La risposta in c.a. è assicurata dai condensatori 47 nF in parallelo alle resistenze 0,39 MΩ, ma si verificano perdite di componenti c.c. dei segnali differenze, attraverso le resistenze 0,39 MΩ stesse.

Infine, anche se la resistenza di controllo del fondo fosse molto piccola, l'attenuazione della componente c.c. sarebbe solo di circa 2dB.

Poichè il trasformatore del segnale di riferimento pilota è regolato per fornire uscite a 120°, le correnti a frequenza subportante dovute ad ogni coppia di rivelatori, iniettano una componente uguale, ma di segno opposto, nel terzo rivelatore, di modo che la simmetria del dispositivo di riferimento pilota evita interferenze fra i rivelatori. In pratica ci si può aspettare una modesta interferenza, perchè la simmetria non è perfetta.

Il circuito di fig. 12 presenta due vantaggi: 1) l'accoppiamento effettivo fra i rivelatori è piccolo; 2) la simmetria dei circuiti anodici dei rivelatori comporta che le variazioni dell'alta tensione di alimentazione provocano uguali variazioni in ognuna delle uscite dei segnali differenze; in conseguenza si verifica nell'immagine essenzialmente una variazione della sola luminosità.

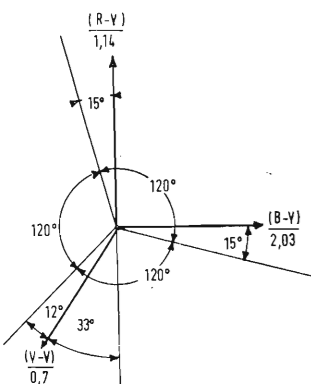



Fig. 10 - Analogia fra gli assi di rivelazione sfasati di 120° e gli assi differenze di colore.

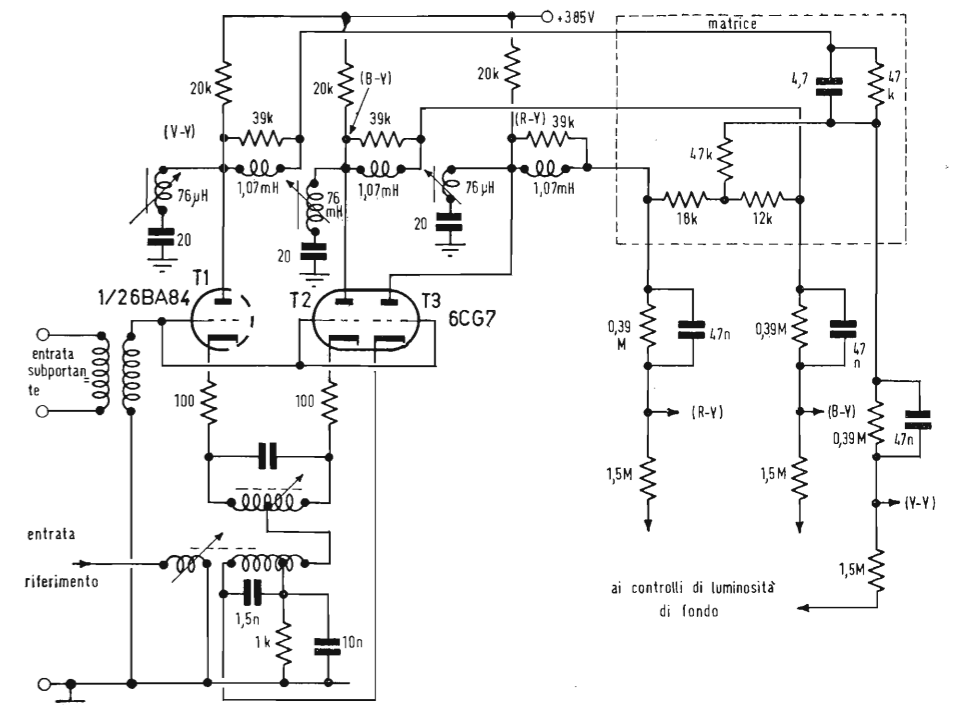
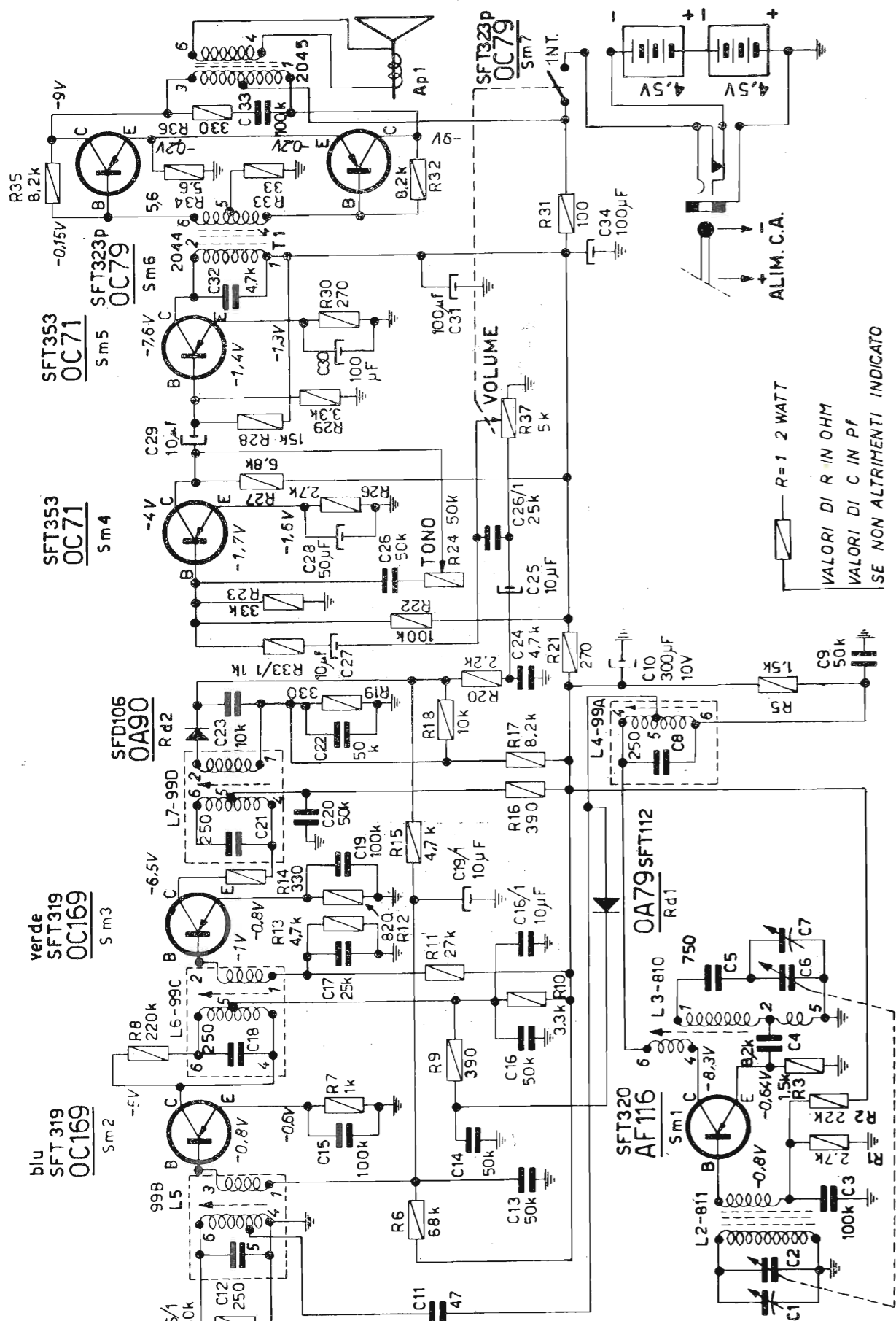
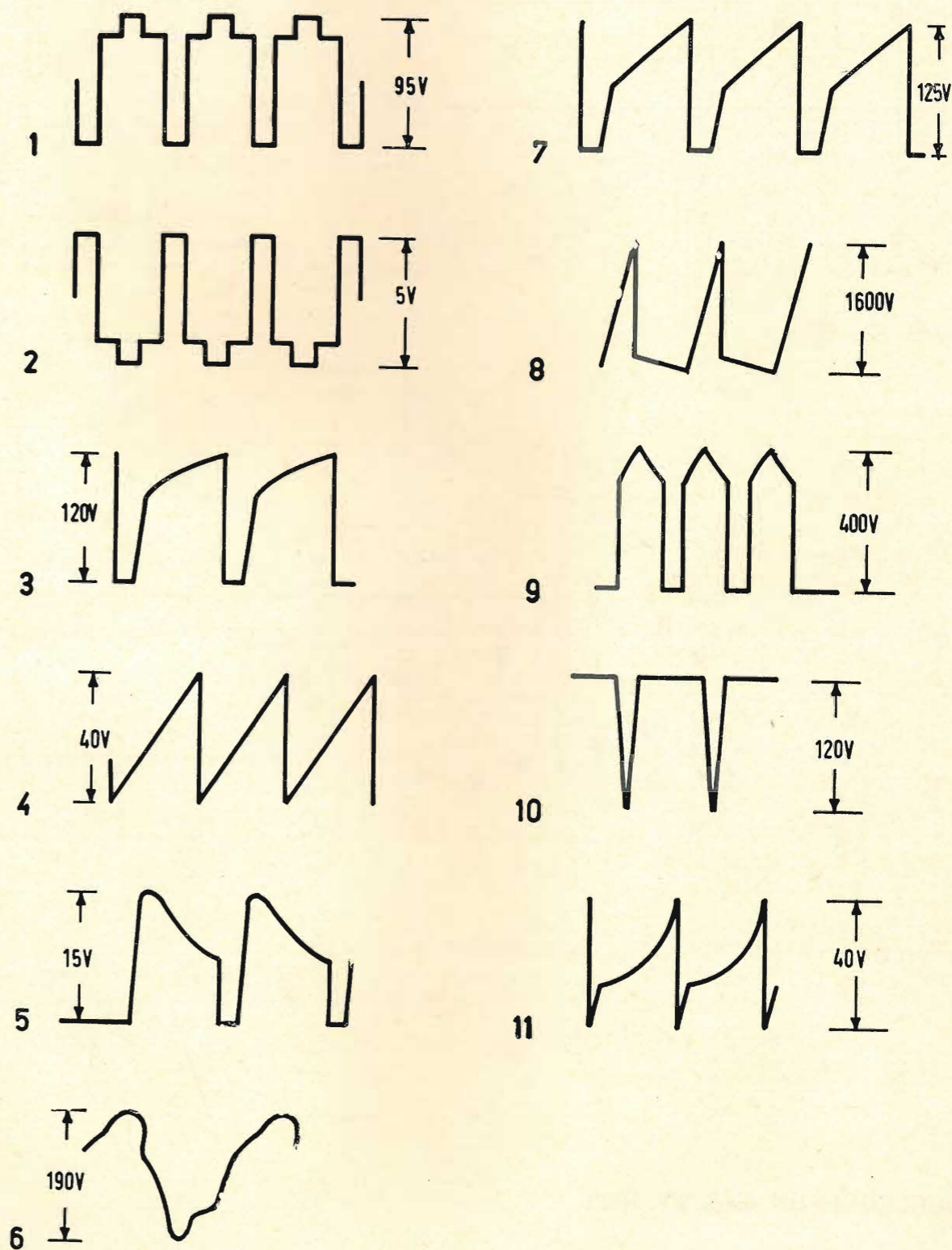
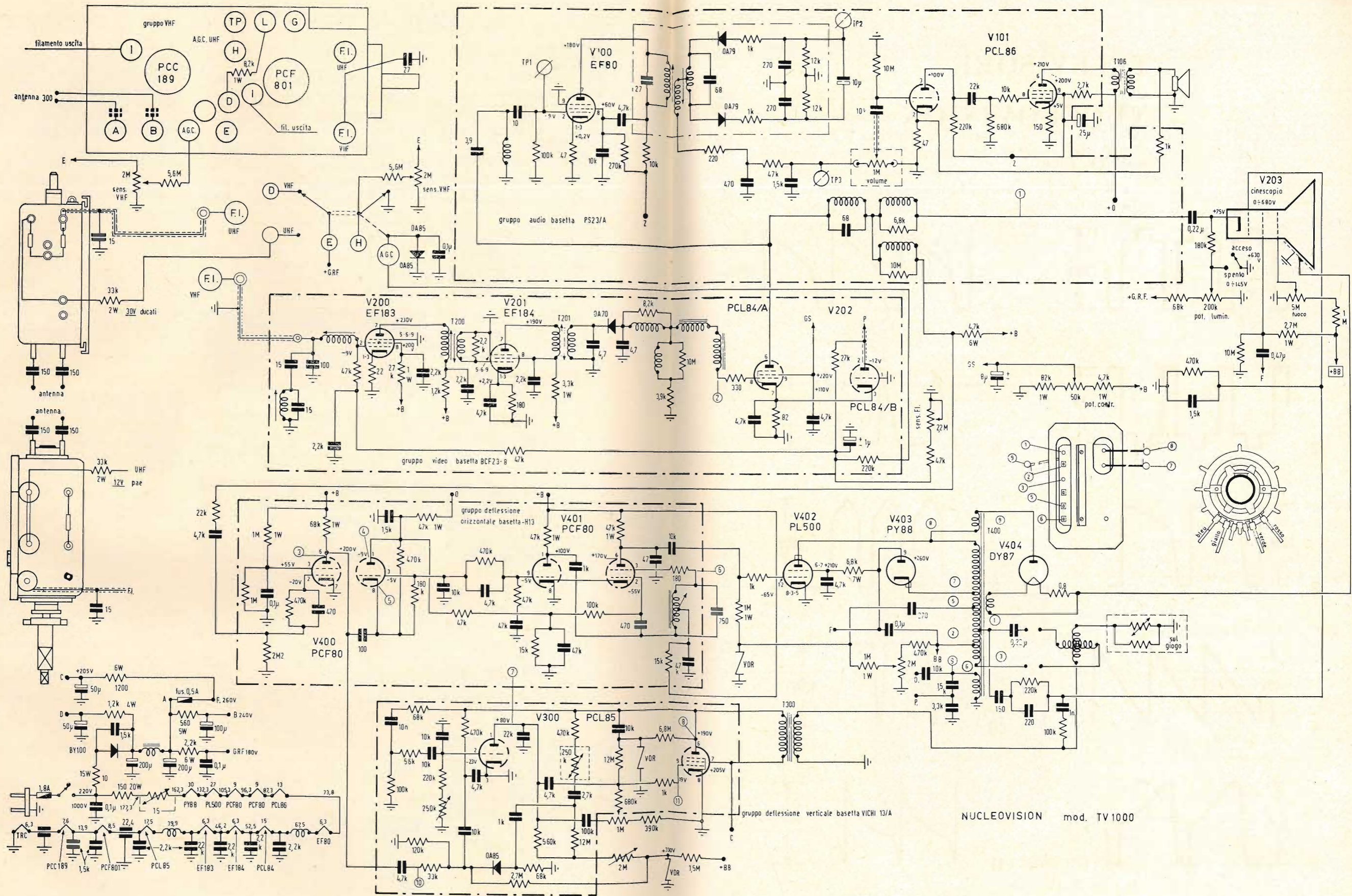



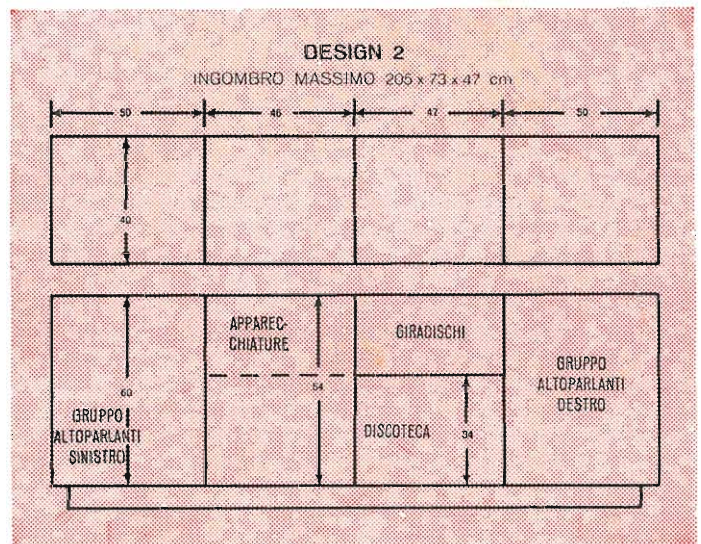
Fig. 12 - Rivelatore simmetrico della Hazaltine Research Corp. per lo standard americano a 525 righe.

Schema elettrico del radioricevitore ALLOCCHIO BACCHINI mod. Telestar 2024

TELEVISORE NUCLEOVISION

Mod. TV 1000

Schema elettrico del ricevitore di TV NUCLEOVISION mod. TV 1000

Modello
DESIGN 2

Modelli in scatola di montaggio

Il mobile per impianti stereo **Design 2** ha una lunghezza di oltre 2 metri, per consentire un'ottima separazione acustica dei due canali. Come tutti i mobili Barzilay, denota uno stile originale, che si abbina alla praticità di impiego ed al facile montaggio, che può essere eseguito con un semplice giravite. Viene fornito completo di dettagliate istruzioni di costruzione, e di tutto l'occorrente. È previsto un coperchio incernierato per accedere dall'alto alle apparecchiature, e di sportelli scorrevoli nei due sensi sulla facciata.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

LARIR International s.p.a.

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a - TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30